

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación**

## **TRABAJO FIN DE GRADO**

**Diseño y caracterización de un array circular de parches  
alimentados mediante una guía radial**

**Juan Luis García García  
Tutor: Jose Luis Masa Campos**

**Julio 2016**



# **Diseño y caracterización de un array circular de parches alimentados mediante una guía radial**

**AUTOR: Juan Luis García García**

**TUTOR: Jose Luis Masa Campos**

**Dpto. de RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad Autónoma de Madrid  
Julio de 2016**







# Resumen (castellano)

Este Trabajo de Fin de Grado busca profundizar en la viabilidad de nuevos diseños de antenas sobre guía radial. Esta antena se ha demostrado muy útil para aplicaciones de radar y para comunicaciones tanto satélites como terrestres.

El trabajo hace un breve resumen inicial para situarnos sobre el estado del arte en la antena sobre guía radial. Tras esto desarrollaremos puntos principales del presente trabajo. Se comenzó readaptando la antena en guía radial desarrollada por nuestro compañero Gustavo Feijóo en el de RFCAS de la EPS, en la que la antena ofrecía buenas prestaciones en cuanto a los diferentes requisitos, pero, no era viable en cuanto a su construcción. La segunda parte de este trabajo emprendió la búsqueda de un nuevo diseño para la estructura de acoplamiento de la guía radial, la cual ha desembocado en una guía radial con un diseño nuevo. Este diseño mantiene el uso de pines de acoplo de la antena anterior, pero la forma de conseguir una alimentación uniforme de todos los elementos del array circular se ha basado en el diseño de unos escalones en la placa inferior de la guía. La última parte del proyecto se concentró en el elemento radiante de la antena, un doble parche apilado, con el objetivo de compensar los desfases previstos en la red de alimentación de las dos antenas anteriores.

Por último, se ha valorado los resultados logrados en las distintas simulaciones realizadas a través de datos objetivos como son la ganancia, la adaptación, la eficiencia, los acoplos mutuos entre elementos y los diagramas de radiación obtenidos.

# Abstract (English)

This Bachelor Thesis seeks to deeped the feasibility in new designs of RLA- This antenna has been very useful for radar applications and satellite and terrestrial communications.

The Thesis begin with a short summary to put us on the state of art in RLA. Then, we will developed the main points of this document. It will begin readapting the RLA designed by our colleague Gustavo Feijoo of RFCAS in the EPS, in which the antenna offered good performance in terms of the different requirements, but it was not feasible to manufacture.

The second part of this project search new designs for the coupling structure of radial line, which has resulted in a new model of RLA, similar to the previous. The new design keep the use of coupling pins of the previous antenna, but how to achieve a uniform power distribution application over all elements of the circular was based on the design of some steps in the lower guide plate. The last part of the project focused on the unitary radiating element, a double stacked patch, which design has been modified, in order to offset the differences of phases in the power supply network of the two previous antennas.

Finally, it evaluate the results achieved in the various simulations through objective data such as gain, adaptation, efficiency, mutual couplings between elements and the radiation diagram obtained.

## **Palabras clave (castellano)**

Antena, guía radial, pin, elemento radiante, parche, array circular, desfase, acoplo mutuo, conector SMA, microstrip, escalon,

## **Keywords (inglés)**

Antenna, radial guide, pin, radiating element, patch, circular array, gap, mutual coupling, SMA connector, microstrip, step.





## ***Agradecimientos***

*En primer lugar, a mi tutor del proyecto por confiar en mi para este TFG y por la paciencia y disponibilidad que me ha mostrado siempre.*

*Al resto de profesores que, en más de una ocasión durante estos años, me han puesto los pies en el suelo y me han hecho madurar.*

*A los amigos que he hecho en la carrera, que espero que duren para el resto de la vida.*

*A todos aquellos que dentro de la universidad me han ayudado, de cualquier manera, desde compañeros de clase a personal no docente.*

*A mis amigos compis de biblio, que me hacían más ameno las tardes y tardes de estudio, sobre todo Ivan, Manu y Alfon.*

*Y por supuesto, a mis padres, que han sido siempre mi principal apoyo cuando las cosas no han salido del todo bien*

*Gracias*



## INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	2
2	Principales Conceptos y Estado del arte.....	3
2.1	Definición de antena. Principales conceptos .....	3
2.1.1	Impedancia de entrada .....	3
2.1.2	Adaptación de la entrada .....	4
2.1.3	Parametros de dispersión.....	5
2.1.3.1	Matriz de parametros S.....	6
2.1.4	Diagrama de radiación.....	7
2.1.5	Angulo sólido e intensidad de radiación .....	9
2.1.6	Ganancia y eficiencia.....	9
2.1.7	Polarización .....	10
2.2	Arrays de antenas.....	11
2.2.1	Campo radiado por un array: Factor de Array.....	12
2.3	Guía de onda.....	14
2.3.1	Guía de onda radial.....	14
2.4	Estado actual de las guías de onda radial .....	16
3	Adaptación de la antena para su construcción.....	19
3.1	Estructura de la antena.....	19
3.2	Problemas de fabricación y dificultad de caracterización .....	20
3.2.1	Rediseño y comprobación de requisitos.....	20
3.2.2	Distribución de alimentación.....	22
3.2.3	Aproximación a la red completa por secciones locales .....	24
3.2.3.1	Fase del coeficiente de acoplo .....	26
3.2.4	Caracterización antena completa .....	26
3.2.4.1	Eficiencia y pérdidas .....	29
3.2.5	Conectores SMA en la placa .....	30
4	Desarrollo de la nueva antena.....	31
4.1	Introducción.....	31
4.1.1	Diseño inicial.....	31
4.1.2	Adaptación del pin de entrada. Coeficiente de adaptación.....	31
4.1.3	Desarrollo de escalones en la placa inferior .....	32
4.1.3.1	Otros diseños .....	37
5	Elemento radiante .....	38
5.1	Introducción.....	38
5.2	Obtención polarización circular.....	39
5.3	Cambios de fase según orientación alteraciones .....	39
6	Conclusiones y trabajo futuro.....	40
6.1	Conclusiones.....	40
6.2	Trabajo futuro .....	40
	Referencias .....	41
	Anexos.....	43
A	Comparación caracterización de pines en la antena readaptada.....	43
B	ESTRUCTURA GUIA RADIAL DE ESCALONES .....	44
C	Otros diseños de antena en guia radial .....	45

D	Parametros S de diseño de guía radial con escalones.....	46
E	Coeficientes de acoplo en el diseño de guía radial con escalones.....	- 51 -
F	Bandas de frecuencias .....	- 52 -
G	Parche unitario.....	- 54 -

## INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1 A). MODELO DE ANTENA. B). ABSTRACCIÓN AL MODELO CIRCUITAL.....	4
FIGURA 2. PARAMETROS S EN CUADRIPOLO. ....	5
FIGURA 3: CUADRIPOLO CARGADO EN TERMINAL 2 .....	6
FIGURA 4: A) DIAGRAMA TRIDIMENSIONAL DE ANTENA MONOPOLO. B) DIAGRAMA DE RADIACIÓN ARRAY IMPRESO.....	7
FIGURA 5. DIAGRAMA DE RADIACIÓN CON UN CORTE EN EL PLANO PHI ( $\Phi$ ) .....	8
FIGURA 6. ELIPSE DE POLARIZACIÓN .....	10
FIGURA 7. TIPOS DE POLARIZACIÓN .....	11
FIGURA 8. ARRAY CIRCULAR DE RANURAS.....	12
FIGURA 9. DISPOSICIÓN ESPACIAL DE ARRAY CIRCULAR SOBRE LOS EJES .....	12
FIGURA 10. GUÍA DE ONDA RADIAL .....	14
FIGURA 11. FRECUENCIAS DE CORTE DE LOS MODOS TM.....	16
FIGURA 12. GUÍA DE ONDA RADIAL CON ARRAY DE RANURAS.....	17
FIGURA 13. A) ACOPLAMIENTO MEDIANTE “PINES AL AIRE” B) ACOPLAMIENTO A TRAVÉS DE LÍNEA MICROSTRIP .....	18
FIGURA 14. A) ARRAY DE PARCHES B) PARCHES DE ACOPLAMIENTO DE GUÍA RADIAL CON ELEMENTO RADIANTE. ....	18
FIGURA 15: PARTE DE LA GUÍA RADIAL DE LA ANTENA.....	19
FIGURA 16: GUÍA RADIAL CORTADA EN EJE Y=0 .....	20
FIGURA 17. TRANSFORMACIÓN DE PIN DE ACOPLAMIENTO PARA SU VIABILIDAD .....	21
FIGURA 18. CORTOCIRCUITO EN EL ANILLO 7 DE LA ANTENA. ....	21
FIGURA 19: RELACIÓN DE POTENCIAS EN LA GUÍA RADIAL.....	22
FIGURA 20. A) MÓDULO TEÓRICO PIN DE ACOPLAMIENTO. B) FASE TEÓRICA PIN DE ACOPLAMIENTO.....	23

FIGURA 21: SECCIÓN DE LOS ANILLOS 2, 3 Y 4 .....	24
FIGURA 22. PARÁMETROS S ANTENA 1 .....	24
FIGURA 23. PARÁMETROS S ANTENA 1 .....	25
FIGURA 24. COEFICIENTES DE ACOPLO EN EL ANILLO 1.....	25
FIGURA 25. COEFICIENTES DE ACOPLO EN EL ANILLO 6.....	26
FIGURA 26: COMPARACIÓN COEFICIENTE REAL Y TEÓRICO ANILLO 1 .....	27
FIGURA 27: COMPARACIÓN COEFICIENTE REAL Y TEÓRICO ANILLO 2.....	27
FIGURA 28: COMPARACIÓN COEFICIENTE REAL Y TEÓRICO ANILLO 3 .....	27
FIGURA 29: COMPARACIÓN COEFICIENTE REAL Y TEÓRICO ANILLO 4.....	28
FIGURA 30: COMPARACIÓN COEFICIENTE REAL Y TEÓRICO ANILLO 5 .....	28
FIGURA 31: COMPARACIÓN COEFICIENTE REAL Y TEÓRICO ANILLO 6.....	28
FIGURA 32: COMPARACIÓN COEFICIENTE REAL Y TEÓRICO ANILLO 7 .....	29
FIGURA 33. POTENCIA RADIADA TOTAL.....	29
FIGURA 34. DIMENSIONES CONECTOR SMA .....	30
FIGURA 35. COLOCACION DE BASE DE CONECTOR SMA SOBRE LA PLACA SUPERIOR DE LA GUÍA..	30
FIGURA 36. RED DE ALIMENTACIÓN EN GUIA RADIAL DISEÑADA EN [7] .....	31
FIGURA 37. ADAPTACIÓN DEL PIN DE ENTRADA A LA GUÍA.....	31
<b>FIGURA 38. ESTRUCTURA PIN DE ENTRADA. ....</b>	<b>32</b>
<b>FIGURA 39. ELEMENTOS ANILLO 1. ....</b>	<b>32</b>
<b>FIGURA 40. ELEMENTOS ANILLO 2. ....</b>	<b>33</b>
<b>FIGURA 41. ELEMENTOS ANILLO 3. ....</b>	<b>33</b>
<b>FIGURA 42. ELEMENTOS ANILLO 4. ....</b>	<b>34</b>
<b>FIGURA 43. FASE ELEMENTOS ANILLO 4. ....</b>	<b>34</b>
<b>FIGURA 44. ELEMENTOS ANILLO 5, PIN ANILLO 5 MODIFICADO. ....</b>	<b>34</b>
<b>FIGURA 45. ELEMENTOS ANILLO 5, PIN NO MODIFICADO. ....</b>	<b>35</b>
<b>FIGURA 46. ELEMENTOS ANILLO 6. ....</b>	<b>35</b>

<b>FIGURA 47. ELEMENTOS ANILLO 7.</b> .....	36
FIGURA 48: RED DE ALIMENTACIÓN CON ESCALONES.....	36
<b>FIGURA 49: ELEMENTOS DE LOS ANILLOS 5, 6 Y 7</b> .....	36
FIGURA 50: COEFICIENTE DE ACOPLO DE CADA ANILLO EN EL ARRAY COMPLETO .....	37
FIGURA 51:AUMENTO DE ANCHO DE BANDA EN ANTENAS CON DOBLE PARCHE .....	38
FIGURA 52: ESTRUCTURA DEL DOBLE PARCHE .....	39
FIGURA 53: RELACIÓN AXIAL ELEMENTO UNITARIO.....	39
<b>FIGURA 54. DISEÑO EN ESCALONES DE LA GUÍA RADIAL.</b> .....	44
<b>FIGURA 55. DISEÑO EN RAMPA, ANILLOS 1, 2, Y 3.</b> .....	45
<b>FIGURA 56: PARÁMETROS S DE LOS PRIMEROS 4 ANILLOS DEL ARRAY COMPLETA</b> .....	46
<b>FIGURA 57: PARÁMETROS S DE LA AGRUPACIÓN DE ANILLOS 1, 2 Y 3</b> .....	- 47 -
<b>FIGURA 58: PARÁMETROS S DE LA AGRUPACIÓN DE ANILLOS 2, 3 Y 4</b> .....	- 47 -
<b>FIGURA 59: PARAMETROS S DE LA AGRUPACIÓN DE ANILLOS 5, 6 Y 7. ANILLO 5</b> .....	- 48 -
<b>FIGURA 60: PARAMETROS S DE LA AGRUPACIÓN DE ANILLOS 5, 6 Y 7. ANILLO 6</b> .....	- 48 -
<b>FIGURA 61: PARAMETROS S DE LA AGRUPACIÓN DE ANILLOS 5, 6 Y 7. ANILLO 7</b> .....	- 49 -
<b>FIGURA 62: PARAMETROS S DE LOS ANILLOS 1, 2, 3, Y 4 DE LA ANTENA COMPLETA SIMULADA</b> - 49 -	
<b>FIGURA 63: PARÁMETROS S DE LOS ANILLOS 5 Y 6 DE LA ANTENA COMPLETA SIMULADA</b> .	- 50 -
<b>FIGURA 64: PARÁMETROS S DEL ANILLO 7 DE LA ANTENA COMPLETA SIMULADA</b> .....	- 50 -
FIGURA 65: PARCHE CIRCULAR CON ALTERACIONES Y ALIMENTACIÓN COAXIAL .....	- 54 -
FIGURA 66: DISTINTAS ALTERACIONES DE ENTRADAS PARA CONTROLAR DESFASES .....	- 54 -
FIGURA 67: CAMBIOS DE FASE POR CAMBIO DE ORIENTACIÓN, NO SE OBSERVA RELACIÓN DIRECTA DEBIDO A LOS DESAJUSTES EXPLICADOS EN APARTADO 5 .....	- 55 -

## INDICE DE TABLAS

TABLA 1: CARACTERÍSTICAS POLARIZACIÓN .....	11
TABLA 2: CARACTERÍSTICAS POLARIZACIÓN ELÍPTICA.....	11
TABLA 3. VALORES TEÓRICOS DE ACOPLAMIENTO DE LOS ANILLOS Y ELEMENTOS. ....	25

TABLA 4. COMPARACIÓN DE FASES ENTRE LOS DISTINTOS MODELOS ESTUDIADOS.....	26
TABLA 5: DIFERENCIA ENTRE COEFICIENTES DE ACOPLLO IDEALES CON LOS DE LA GUÍA RADIAL CON ESCALONES .....	- 51 -
TABLA 6: DIVISIÓN DE FRECUENCIAS EN MICROONDAS .....	- 52 -
TABLA 7: DIVISIÓN DE FRECUENCIAS EN DÉCADAS.....	- 53 -

# 1 Introducción

---

## 1.1 Motivación

Esta memoria de TFG se centra en la búsqueda de nuevos diseños de antenas de guía radial que cumplan las expectativas de buen rendimiento y eficiencia, fácil caracterización y construcción, y además tenga unos costes bajos. El uso de la banda de frecuencia escogida, en banda  $K_u$ , viene motivada por las ventajas que ofrece, como el tamaño reducido de las antenas y su mayor estética.

La importancia que hoy en día tienen la radiofrecuencia en nuestras vidas, requiere de una continua investigación de antenas, para que se puedan adaptar a las necesidades actuales y futuras de una tecnología en constante evolución. Más en concreto, la guía radial es un tipo de antena con mucha capacidad de evolución, que nos permite abrir nuevas vías de investigación, para conseguir una mejora futura en sistemas de radiocomunicación, como los satélites, o en sistemas de radar, como pueda ser la cartografía.

En resumen, se busca encontrar nuevos diseños, viables para su construcción, de guía radial, con una base de conocimiento fundamentada en los estudios desarrollados por mi tutor del proyecto durante su tesis [1], así como estudios posteriores desarrollados en el departamento de RFCAS de la EPS relacionados con guía radial. [2] [3]

## 1.2 Objetivos

Entre los objetivos principales de este TFG encontramos tres partes en concreto. Mas allá de, como hemos comentado, profundizar en las posibilidades de diseño de antenas en guía radial. El primer objetivo de este TFG fue modificar la antena diseñada en el departamento de RFCAS de la UAM [2], para hacer viable su construcción. A pesar de lograr el objetivo el planteamiento inicial de contruir dicha antena se deshecho debido al elevado coste que tenía y a la dificultad de contruirse.

La segunda parte buscó un nuevo diseño para la guía radial bastante diferente a la diseñada anteriormente. Este nuevo diseño buscaba facilitar aún más la construcción del diseño y abrir nuevas vías de investigación a la hora de realizar la red de alimentación de la guía radial.

Por último, el tercer objetivo de este TFG ha sido el de modificar el elemento radiante de la antena, o sea, el array circular de 7 anillos ya diseñado. El propósito de esta modificación es la mejora de las prestaciones de la antena. Estas modificaciones, aunque difieren según los diseños antes comentados, tienen la misma base teórica, por lo que los resultados pueden ser aprovechables para los distintos modelos.

La herramienta usada para este TFG será el programa disponible en la escuela, *CST Microwave Studio*.



### **1.3 Organización de la memoria**

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- Capítulo 2: este capítulo funcionará a modo de introducción para el trabajo. Se explicará con detalle los conceptos y términos de antenas y medios de transmisión más usados durante el resto del trabajo. Asimismo, se centrará en el estado del arte actual de las antenas sobre guía radial para situarnos de manera más precisa en el trabajo en concreto.
- Capítulo 3: este capítulo tiene como objetivo readaptar la guía radial de la antena sobre la que nos basamos, donde su construcción se hacía inviable. Por ello, se realizó un nuevo diseño en la estructura de la placa superior de la guía, para sujeción de los pines, lo que supuso a su vez realizar de nuevo todo el rediseño de los pines de acoplo, anillo a anillo, para lograr de nuevo resultados satisfactorios.  
Tras esto, se ha comprobado que la guía es lo suficientemente grande para poder integrarse con cargas de 50 ohmios en todos los elementos, a través de conectores SMA.
- Capítulo 4: este capítulo se centra en la búsqueda de un nuevo diseño para la guía radial, el diseño finalmente creado, con escalones en la placa inferior de la guía radial, persigue conseguir los mismos objetivos en cuanto a las prestaciones de la antena. Igualmente, se han probado otros modelos posibles para el diseño de la guía.
- Capítulo 5: centrado en el estudio del elemento unitario de la antena, se propone conseguir un parche que tenga una polarización circular y, en segundo lugar, estudiar los cambios de fase que se producen al cambiar la orientación del doble parche. Controlar estos cambios de fase en función de la orientación del diseño del parche unitario pueden ayudar a mejorar el rendimiento global de la antena.
- Capítulo 6: en esta parte finalmente expondremos las conclusiones del trabajo y futuras líneas de investigación.

## 2 Principales Conceptos y Estado del arte

---

### 2.1 Definición de antena. Principales conceptos

La definición del IEEE define una antena como un dispositivo “metálico” con la capacidad de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio.

Para que una antena realice correctamente este propósito, normalmente deberá cumplir una serie de requisitos en cuanto a una serie de características parametrizables de la antena, como pueden ser la impedancia de entrada, el ancho de banda, la eficiencia, la ganancia, la directividad o el diagrama de radiación, entre otros. Más tarde iremos detallando cada término.

Las antenas también se diferencian por la banda de frecuencia a la que trabajan, aunque existen otros tipos de divisiones, en las siguientes tablas ponemos las dos más importantes, división por microondas y división por décadas

En concreto en este trabajo trabajaremos sobre la banda Ku, en cuya banda se han visto desarrollados multitud de desarrollos sobre guía de onda radial. Las distintas bandas de frecuencia se pueden ver en el anexo F

#### 2.1.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada es la impedancia definida entre los terminales. Podemos obtenerla a través de la relación entre el voltaje de entrada con la intensidad de la corriente de entrada. Asimismo, al ser un número complejo podemos descomponer la impedancia en su resistencia (real) y su reactancia (imaginaria).

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in} \quad (1)$$

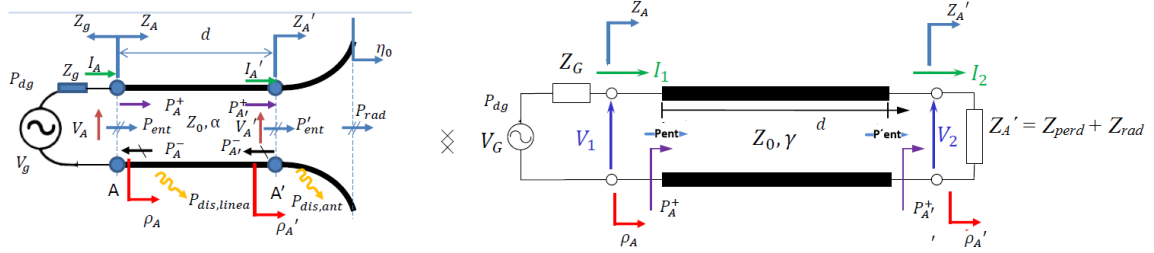
Es cómodo a la hora de realizar los cálculos tomar la antena como un modelo circuital, haciendo equivalentes todos los elementos, como sucede en la figura 1. En esta figura, además de la impedancia de entrada, podemos observar que aparecen otros términos como el coeficiente de reflexión o la potencia entregada.

La línea de transmisión que aparece se considera parte de la antena, aunque esta línea no totalmente necesaria, de hecho, en la mayoría de casos se diseña dicha línea de esta forma:

$$Z_0 = Z_A' \rightarrow Z_A' = Z_A$$

De forma que la impedancia de entrada de la antena se considera  $Z_A$ , en la que, por lo general, se diseña sin parte imaginaria para obtener **resonancia**:

$$X_A = 0$$



**Figura 1 a). Modelo de antena. b). abstracción al modelo circuital.**

Trasladando la ecuación 1 a la antena, se puede terminar descomponiendo la impedancia de entrada, con una reactancia nula, en una resistencia de pérdidas y otra de radiación, como se había mostrado en el modelo circuital.

$$Z_A = R_A = R_{perd} + R_{rad} \quad (2)$$

El objetivo de esto es conocer potencia que finalmente se radia de la antena, ya que una parte se disipa en la misma antena y otra puede reflejarse si la adaptación no es buena. Por tanto, la potencia entregada en la antena se descompone en potencia perdida o disipada por el conjunto de la antena y la potencia radiada por esta:

$$P_{ent} = \frac{1}{2} |I_1|^2 R_A = \frac{1}{2} |I_1|^2 (R_{rad} + R_{perd}) \rightarrow P_{rad} = \frac{1}{2} |I_1|^2 R_{rad}; P_{perd} = \frac{1}{2} |I_1|^2 R_{perd} \quad (3)$$

### 2.1.2 Adaptación de la entrada

En este punto vamos a introducir los términos de coeficientes de adaptación, que aparece de la relación existente entre la resistencia del generador y la resistencia de la línea de transmisión de la antena, como se puede ver en la figura 1. El otro término es el coeficiente de reflexión, que se obtiene a partir de la relación de la impedancia de entrada de la antena con la impedancia de la línea.

El coeficiente de adaptación juega una parte importante a la hora de lograr la máxima entrega de potencia a la antena, por tanto, es necesario adaptar la impedancia de generador adecuadamente:

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_G}{(Z_A + Z_G)} \quad (4)$$

$$P_{dg} = P_{ent}(1 - |\Gamma|^2) \quad (5)$$

El coeficiente de reflexión, término que ya introducíamos en el anterior punto, está muy ligado a la impedancia de entrada:

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{(Z_A + Z_0)} \quad (6)$$

$$P_{ent} = P_A^+ (1 - |\rho_A|^2) \quad (7)$$

Si la línea de transmisión tuviese pérdidas la potencia entregada en bornas de la antena disminuiría respecto a la entregada a la línea, esta potencia disipada en la antena debe tenerse en cuenta ya que cambia el la potencia final radiada.

### 2.1.3 Parametros de dispersión.

Los parámetros de dispersión o parámetros S son parámetros de abstracción de circuitos similares a otros como puedan ser los parámetros Z, Y o ABCD. Se obtienen de la relación de ondas de potencia de los circuitos, ya sean entrantes o salientes.

El uso de estos parámetros viene justificado para facilitar las operaciones con situaciones nuevas, como la reflexión y la onda estacionaria, y nuevas magnitudes como el coeficiente de reflexión. En elementos que funcionan con microondas, como las guías de onda, parámetros como el voltaje o la intensidad no tienen una definición única, lo que hace muy difícil su caracterización y se mantienen en un plano secundario. En cambio, la potencia adquiere un papel más importante.

Las antenas, como circuitos en microondas que pueden ser, se pueden caracterizar con los parámetros S. En la figura 2 se puede observar claramente como un cuadripolo puede representar una antena. Una de las puertas se correspondería con el puerto físico de la antena, donde se entrega la potencia, y el otro sería el puerto de radiación de la antena.

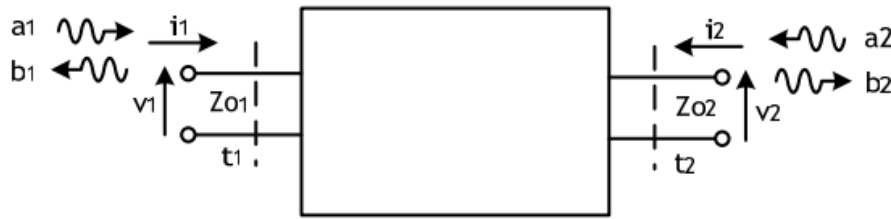


Figura 2. Parametros S en cuadripolo.

En cada puerta hay una onda de potencia entrante al circuito, y otra onda de potencia saliente, o reflejada, del circuito. Estas ondas están asociadas al plano de referencia  $t_i$  del terminal  $i$  (también llamado puerto o acceso), con impedancia de referencia  $Z_{0i}$ . Las ondas de potencia generalizadas en cada puerta de la red se definen como:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i} i_i}{\sqrt{8\text{Re}[Z_{0i}]}} \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^* i_i}{\sqrt{8\text{Re}[Z_{0i}]}} \quad Z_{0i} \in \mathbb{C} \quad (8)$$

Las ondas de potencia dependen de la impedancia dada, si estas cambian de valor, el valor de la onda de potencia cambiará. Estas se corresponde con el flujo de potencia en la red.

Para el desarrollo de la matriz de parametros S usamos ondas de potencia no generalizadas, las cuales se diferencian de las anteriores en que se definen con impedancias reales:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i} i_i}{\sqrt{8Z_{0i}}} \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i} i_i}{\sqrt{8Z_{0i}}} \quad Z_{0i} \in \mathbb{R} \quad (9)$$

### 2.1.3.1 Matriz de parametros S

A partir de las expresiones de la ecuación 7 se pueden establecer diferentes relaciones entre las ondas de potencia que dan lugar a la matriz de parametros S.

$$v_i = (a_i + b_i)\sqrt{2Z_{0i}} \quad i_i = (a_i - b_i)\sqrt{\frac{2}{Z_{0i}}} \quad (10)$$

$$v_i = v_i^+ + v_i^- \quad i_i = \frac{v_i^+ - v_i^-}{Z_{0i}} \quad (11)$$

$$a_i = \frac{v_i^+}{\sqrt{2Z_{0i}}} \quad b_i = \frac{v_i^-}{\sqrt{2Z_{0i}}} \quad (12)$$

Con estos valores ya podemos definir la matriz de parametros S, que para el cuadripolo de la figura 2 se define de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (14)$$

La forma de calcular los parámetros S, se realizar cargando en una de las puertas la impedancia de referencia  $Z_{0i}$  para que no se produzca reflexión en dicha puerta al estar la carga adaptada. Así, siguiendo el ejemplo del cuadripolo, si cargamos el terminal 2 con la carga adaptada podremos obtener sencillamente los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ . Igualmente, podemos obtener los otros dos parámetros siguiendo el mismo proceso de manera inversa cargando el terminal 1 con su impedancia de referencia.

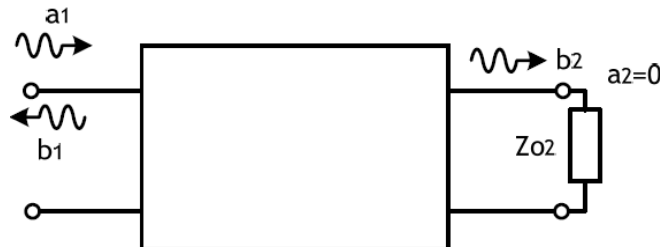


Figura 3: Cuadripolo cargado en terminal 2

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{v_1 - Z_{01} i_1}{v_1 + Z_{01} i_1} = \frac{Z_{in,1} - Z_{01}}{Z_{in,1} + Z_{01}} = \rho_A \quad (15)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \frac{v_2 - Z_{02} i_2}{v_1 + Z_{01} i_1} = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \frac{2 v_2}{v_1 + Z_{01} i_1} \quad (16)$$

Ya generalizando para todas las puertas, establecemos un sentido físico a los parámetros S, cuando el resto de puerta vienen cargadas con su impedancia de referencia, o lo que es lo mismo:

$$a_j a_j = 0 \quad \forall j \neq i \quad (17)$$

$$|S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible en la puerta } i} \quad (18)$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{\text{Potencia entregada en la puerta } j}{\text{Potencia disponible en la puerta } i} \quad (19)$$

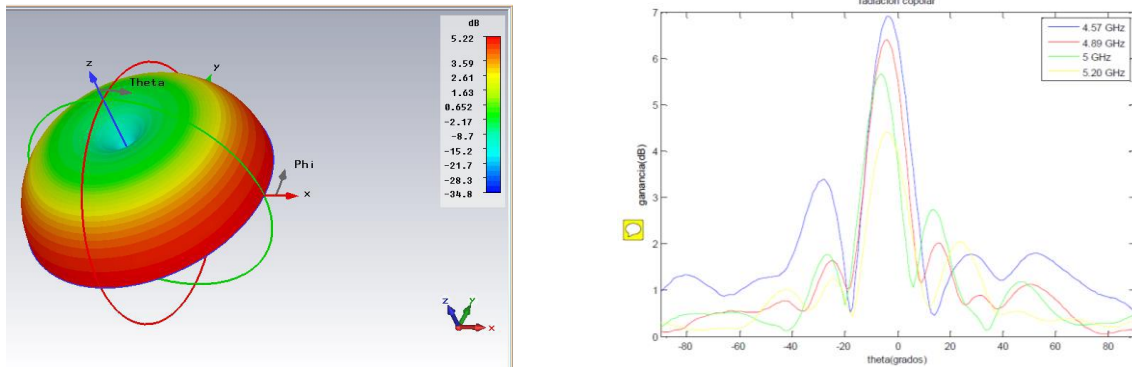
Igualmente, podemos definir estos términos:

$$\text{Pérdidas de retorno [dB]} = -20 \cdot \log_{10} |S_{ii}| \quad (20)$$

$$\text{Pérdidas de inserción [dB]} = -20 \cdot \log_{10} |S_{ji}| \quad (21)$$

### 2.1.4 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una representación gráfica en el que se muestran las propiedades radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio.



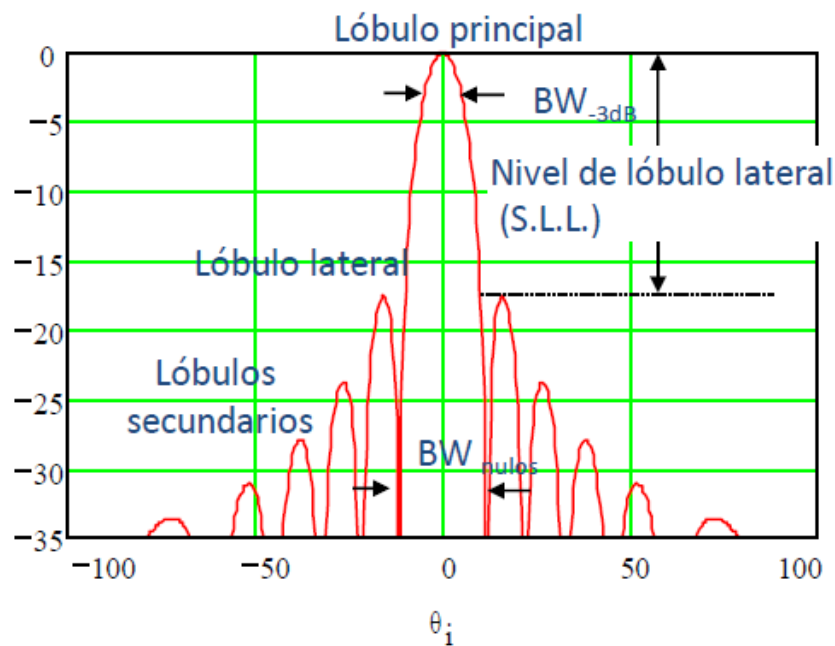
**Figura 4: a) diagrama tridimensional de antena monopolo. b) Diagrama de radiación array impreso**

Los diagramas de radiación pueden ser presentados tanto de forma tridimensional como bidimensional en 2D por curvas de nivel, proyectando sobre la planta de la antena del diagrama tridimensional. Las gráficas mostradas en dos dimensiones como la de la figura 4b) son cortes en la representación tridimensional, las cuales se obtienen jugando con los

valores de las coordenadas. Las coordenadas con las que normalmente se representan son las angulares esféricas.

Desde el punto de vista que presa la antenna los diagramas se clasifican en:

- Isotrópico: la antenna radia igual en todas las direcciones.
- Directivo:
  - Pínel: haz cónico.
  - Abanico.
  - Haz conformado: busca formas del diagrama que eliminen interferencias.
  - Multihaz: varios lóbulos principales con un solo puerto de antenna.
- Omnidireccionales: direccionales en un plano e isotrópicos en el otro.



**Figura 5. Diagrama de radiación con un corte en el plano phi ( $\phi$ )**

En la figura superior aparecen indicados los principales parametros que podemos obtener a través del diagrama de radiación:

- Lóbulo principal: contiene la dirección de máxima radiación.
- Lóbulos secundarios: los lóbulos distintos del principal
- Lóbulos laterales: los lóbulos secundarios que se encuentran adyacentes al principal. Estos lobulos aparecen de forma mas frecuente en arrays de antenas, que
- Lóbulo posterior: lóbulo situado aprox. a  $180^\circ$  respecto del principal.
- Nivel de lóbulos secundarios (Side Lobe Level – SLL): relación entre el nivel del lóbulo principal y los lóbulos laterales.
- Ancho de haz a -3dB (entre puntos de potencia mitad el lóbulo principal).
- Ancho de haz entre nulos: anchura angular entre puntos donde la potencia del lobulo principal es nula.

### 2.1.5 Angulo sólido e intensidad de radiación

El ángulo sólido es el ángulo espacial que abarca un objeto visto desde un punto dado, que se corresponde con la zona del espacio limitada por una superficie cónica. Mide el tamaño aparente de ese objeto.

La unidad del ángulo sólido es el **estereoradián**. Es el área del casquete esférico, en una esfera de radio unidad, abarcado por un cono cuyo vértice está en el centro de la esfera.

$$d\Lambda = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi \quad (22)$$

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido. Representa la capacidad que tiene una antena para radiar energía en una determinada dirección:

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_{rad}(\text{en un } d\Lambda)}{d\Lambda} = \frac{|\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle|}{d\Lambda} = r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle| \quad (23)$$

### 2.1.6 Ganancia y eficiencia

A la hora de hablar de ganancia debemos diferenciar entre la ganancia directiva y la ganancia de potencia.

La **ganancia directiva** viene dada por la relación entre la intensidad de radiación de la antena en una determinada dirección del espacio y la radiación de una antena isotrópica que radiese la misma potencia en total.

- La intensidad de radiación de una antena isotrópica se obtiene de la relación entre la potencia radiada y el ángulo sólido correspondiente a la esfera completa.

$$U_{iso} = \frac{P_{rad}}{\Lambda_{iso}} = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (24)$$

Por tanto, la ganancia será:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = \frac{4\pi r^2 \langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle}{P_{rad}} \quad (25)$$

La directividad, será la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación:

$$D_0 = D(\theta, \phi) \geq 0 \text{ dBi} \quad (26)$$

La **ganancia de potencia** es la relación entre la intensidad de radiación de la antena en cualquier dirección del espacio que recibe una cantidad de potencia con la intensidad de radiación de una antena isotrópica que recibe esa misma cantidad de potencia.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} = \frac{4\pi r^2 \langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle}{P_{ent}} \quad (27)$$

La ganancia máxima,  $G_0$ , será el valor de la ganancia en la dirección de máxima radiación.

La **eficiencia de una antena** trata de medir las pérdidas totales en toda la estructura de la antena, lo que supone tener en cuenta:

- **Eficiencia de adaptación:** esta eficiencia va muy ligada al coeficiente de adaptación explicado en el punto 2.1.2. En la que se establece una relación entre la potencia disponible y la potencia entregada en bornas de la antena.



$$\zeta_{adap} = (1 - |\Gamma_A|^2) = \frac{P_{ent}}{P_{dg}} \quad (28)$$

- **Eficiencia de conductores:** en la que se evalúan las pérdidas producidas por los conductores de la antena.
- **Eficiencia de dieléctricos:** en la que se evalúan las pérdidas producidas en los dieléctricos que forman la antena.

La eficiencia de estos dos últimos forman la llamada **eficiencia de radiación**.

$$\zeta_{rad} = \zeta_{disc,c} \cdot \zeta_{disc,d} \quad (29)$$

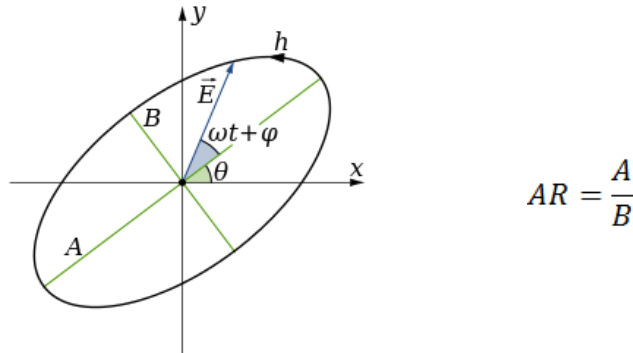
Generalmente la eficiencia depende de estas tres causas principales, aunque existen otros.

$$\zeta_{total} = \zeta_{adap} \cdot \zeta_{disc,c} \cdot \zeta_{disc,d} = \frac{P_{rad}}{P_{dg}} \quad (30)$$

### 2.1.7 Polarización

Se define como la variación temporal de la orientación del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio. Esa variación que sufre el campo y su sentido de giro traza una figura vista desde la antena que es la que define el tipo de polarización. En un caso general dicha figura se conoce por elipse de polarización.

El parámetro que define los distintos tipos de polarización existente y por ello importante es la **Relación Axial (Axial Ratio)**, que es la relación entre el eje mayor y eje menor.



**Figura 6. Elipse de polarización**

Existen tres tipos de polarización:

- Polarización lineal: desde el punto de vista de donde empieza el campo este se propaga en línea recta.
- Polarización circular: desde el punto de vista del plano proyectado este se mueve de manera circular.
- Polarización elíptica: el extremo del campo proyectado desde el punto de vista del observador se mueve haciendo elipses.

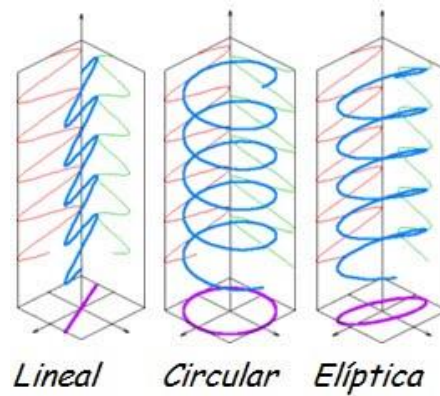


Figura 7. Tipos de polarización

**Figura 7**

Tipo	Lineal	Circular	Elíptica
Relación Axial ( $AR$ )	$\infty$	1	$\frac{A}{B} \in [1, \infty)$
Orientación	$\phi$	$A$ derechas (horario) o $A$ izquierdas (antihorario)	

Tabla 1: características polarización

El sentido de giro del campo eléctrico, para una onda que se aleja del observador, determina si la onda está polarizada circularmente a derechas o a izquierdas. Si el sentido de giro coincide con las agujas del reloj, la polarización es circular a derechas. Si el sentido de giro es contrario a las agujas del reloj, la polarización es circular a izquierdas. El mismo convenio aplica a las ondas con polarización elíptica.

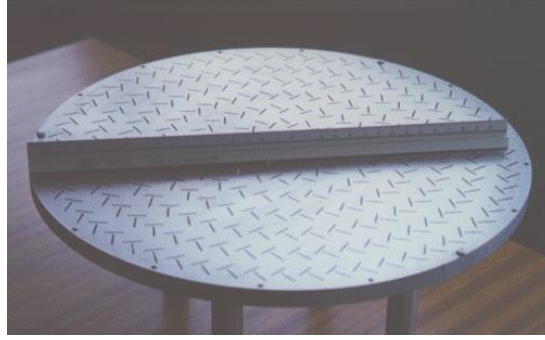
Polarización circular a derechas	$ E_{\theta}  =  E_{\phi} $	$\Delta\varphi = -90^{\circ}$
Polarización circular a izquierdas	$ E_{\theta}  =  E_{\phi} $	$\Delta\varphi = 90^{\circ}$
Polarización elíptica a derechas	$ E_{\theta}  \neq  E_{\phi} $	$\Delta\varphi < 0$
Polarización elíptica a izquierdas	$ E_{\theta}  \neq  E_{\phi} $	$\Delta\varphi > 0$

Tabla 2: características polarización elíptica

## 2.2 Arrays de antenas

Un array es una antena compuesta por un número de elementos radiantes idénticos ordenados regularmente y alimentados para obtener un diagrama de radiación predefinido. Estas vienen alimentadas por un terminal común mediante redes lineales.

Los tipos de arrays vienen diferenciados por su estructura geométrica, en la que se distinguen dos grandes grupos, como son los arrays lineales y los arrays planos. Dentro de los arrays planos encontramos el tipo de array usado en el presente proyecto, el **array circular**, donde los elementos vienen dispuestos sobre circunferencias concéntricas.



**Figura 8. Array circular de ranuras**

Se emplean en arrays conformados, ya sea de varios anillos concéntricos o sobre la superficie de un cilindro. Estas configuraciones son de mucho interés práctico por su geometría circular, que les dota de simetría axial, haciéndolos ideales para aplicaciones de cobertura total. Destacan sobremanera en aplicaciones de radar.

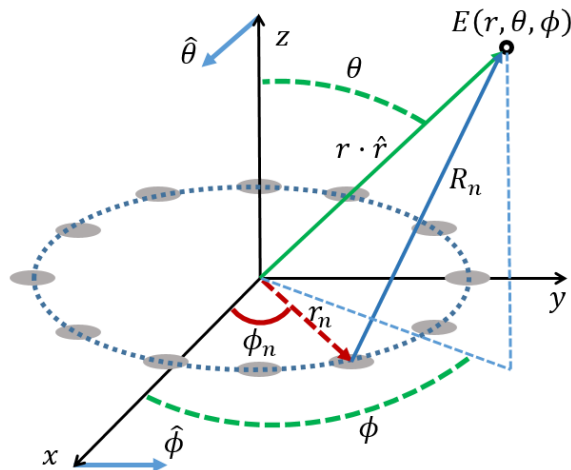
### 2.2.1 Campo radiado por un array: Factor de Array

El Campo radiado por el Array es la suma de los campos radiados por todos los elementos del array. Como todos los elementos unitarios son iguales podemos suponer:

$$\vec{E}_{n,0} = \vec{E}_0; \forall n = 1, \dots, N \quad (31)$$

Gracias a esto podemos determinar un factor de array, que determine el campo radiado total junto el campo radiado por el elemento unitario radiante.

La obtención del factor de array circular se define a partir de la posición de los elementos del array, donde el campo radiado por un elemento será igual al valor de este en el centro de coordenadas por la ponderación del mismo por el cambio de fase producido al estar en una posición determinada.



**Figura 9. Disposición espacial de array circular sobre los ejes**

$$\vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \phi) \cdot \left( \frac{I_n}{I_0} \right) \cdot e^{j\alpha_n}; \vec{E}_{n,0} = \vec{E}_0; \frac{I_n}{I_0} = A_n; \alpha_n = k_0 \cdot \hat{r} \cdot \vec{r}_n \quad (32)$$

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{j(k_0)\hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (33)$$

$\vec{E}_0$  se corresponde con el campo radiado por un elemento del array en el centro de coordenadas.

$\vec{r}_n \cdot \hat{r}$  hace que el cambio de fase relativo del campo cambie según cada elemento, ya que  $k_0$  es una constante y es siempre el mismo.

$A_n$  es un coeficiente normalizado de alimentación, que es complejo.

Si desde el punto de vista desde donde se observa el campo tiene mucha distancia respecto al centro de coordenadas, es decir,  $R_n$  mucho mayor que  $r_n$ , podemos establecer la siguiente igualdad:

$$R_n = |\vec{r} - \vec{r}_n| \approx r - \hat{r} \cdot \vec{r}_n \quad (34)$$

Asimismo, podemos definir el vector de posición  $\vec{r}_n$ , que en el caso concreto de nuestra antena se situará siempre en el plano XY, dependiendo su posición del ángulo  $\phi$ . Igualmente, el vector unitario  $\hat{r}$  viene determinado por los ángulos  $\theta$  y  $\phi$ :

$$\hat{r} = \sin\theta \cdot \cos(\phi - \phi_n) \quad (35)$$

De esta forma, podemos generalizar el campo de cada elemento, sustituyendo los distintos términos:

$$\vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jk_0 R_n}}{R_n} \quad (36)$$

$$\vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sum_{n=1}^N a_n \cdot e^{jk\vec{r}_n \sin\theta \cdot \cos(\phi - \phi_n)} \quad (37)$$

**Ecuación 38. a) campo radiado normalizado. b) Campo normalizado aplicando igualdad de ecuación 20**

El Factor de Array se obtiene descomponiendo la anterior ecuación, junto con la parte radiada por el elemento unitario, obteniendo así ambos parámetros:

$$\vec{E}_0(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (39)$$

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot e^{jk\vec{r}_n \sin\theta \cdot \cos(\phi - \phi_n)} \quad (40)$$

Por tanto, podemos finalmente descomponer el modulo del campo de radiación del array circular en:

$$|\vec{E}_A(r, \theta, \phi)| = |\vec{E}_0(r, \theta, \phi)| \cdot |F_A(\theta, \phi)| \quad (41)$$

Para el circuito con el que vamos a trabajar, para calcular el Factor de Array completo de la antena debemos aplicar tanto los cálculos para el array circular, como para los distintos

anillos concéntricos que conforman el mismo. Por tanto, para calcular el factor de array de la antena debemos sumar cada factor de array de cada circunferencia:

$$F_A^{total}(\theta, \phi) = \sum_{p=1}^P F_A^{anillo,p}(\theta, \phi) = \sum_{p=1}^P \sum_{n=1}^N (a_{pn} \cdot e^{jk\vec{r}_{pn} \cdot \vec{s}} \cdot \cos(\phi - \phi_n)) \cdot (e^{j\alpha_{pn}}) \quad (42)$$

El cálculo del cambio relativo de fase entre los distintos anillos a nivel teórico es sencillo de calcular, conociendo las distintas distancias entre las circunferencias concéntricas. Aunque a nivel práctico este desfase no es tan fácil de controlar debido a los efectos de acoplos mutuos entre los distintos elementos.

## 2.3 Guía de onda

Las guías de onda son tuberías metálicas huecas de sección transversal arbitraria (cuadrada, cilíndrica, elíptica, radial...) que permiten transmitir las ondas electromagnéticas de forma “confinada” entre dos puntos distintos (por ejemplo, un generador y una antena).

Se utilizan a frecuencias de microondas:  $300 \text{ MHz} (3 \cdot 10^8 \text{ Hz}) < f < 300 \text{ GHz} (3 \cdot 10^{11} \text{ Hz})$ . Constituyen una alternativa a las líneas de transmisión, y son insustituibles en aplicaciones en las que se requieren altos niveles de potencia.

Existe un conjunto infinito pero numerable de ondas electromagnéticas diferentes (soluciones de la ecuación de ondas) que se pueden propagar por una guía de ondas. Se las conoce como modos.

### 2.3.1 Guía de onda radial

La guía radial se forma por dos planos metálicos paralelos separados una distancia interior. Esta viene alimentada por un coaxial, que hace propagar el campo por todo el espacio dentro de la guía a los diferentes puertos que tenga la placa superior. Para facilitar esta distribución el relleno entre placas suele ser aire, que ayuda a minimizar las pérdidas en este tipo de diseños.

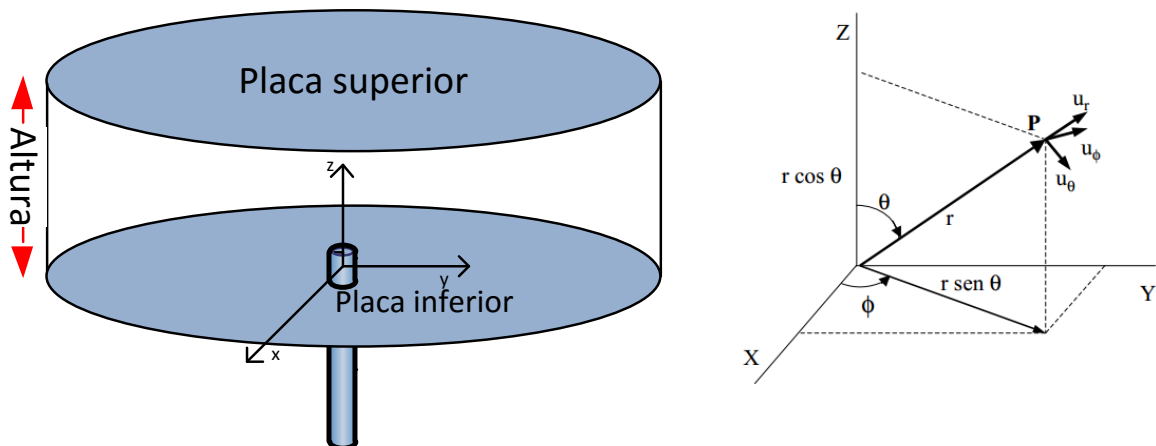


Figura 10. Guía de onda radial

Como se ha comentado anteriormente existen infinitas soluciones de ecuación de onda. Para el caso de esta guía los modos en los que se centrará el estudio serán los TE y TM.

Siguiendo los desarrollos realizado en [1] podemos deducir las expresiones de los campos eléctricos y magnético para los modos TE y TM.

### Modos TE

$$E_{\rho}^{+} = C_{mn} \cdot H_m^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \text{sen}(m \cdot \phi) \cdot \text{sen}\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (43)$$

$$E_{\phi}^{+} = \frac{k_{\rho} \cdot C_{mn}}{\varepsilon} \cdot H_m'^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \phi) \cdot \text{sen}\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (44)$$

$$E_z^{+} = 0 \quad (45)$$

$$H_{\rho}^{+} = -jk_{\rho} \cdot C_{mn} \cdot \left(\frac{n\pi}{h\omega\mu\varepsilon}\right) \cdot H_m^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \phi) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (46)$$

$$H_{\phi}^{+} = -j C_{mn} \cdot \left(\frac{mn\pi}{h\omega\mu\varepsilon\rho}\right) \cdot H_m^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \phi) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (47)$$

$$H_z^{+} = 0 \quad (48)$$

Con la obtención de estas ecuaciones resulta sencillos obtener la frecuencia de corte para un modo TE, así como la constante de corte:

$$f_{c_{mn}} = \frac{n}{2h\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad , \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (49)$$

$$k_c^2 = k^2 - k_p^2 = k_z^2; k_c = k_z = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \frac{2\pi f_{c_{mn}}}{c} = \frac{n\pi}{h} \quad (50)$$

En los modos TE el valor de n no podrá ser nunca igual a 0 ya que esto supondría anular el potencial vector, en el que está contenida en un seno la constante de corte.

Como puede verse, las frecuencias de corte solo dependen del índice n, el cual hace referencia a la altura (en coordenadas z). Independientemente del índice m, referido a  $\phi$ , todos los modos con un mismo índice n tendrán la misma frecuencia de corte.

### Modos TM

Los modos TM se rebelan como los de principal interés por los resultados obtenidos en las ecuaciones de onda de los campos:

$$E_{\rho}^{+} = jk_{\rho} D_{mn} \cdot H_m'^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \phi) \cdot \text{sen}\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (51)$$

$$E_{\phi}^{+} = -j D_{mn} \cdot \left(\frac{mn\pi}{h\omega\mu\varepsilon\rho}\right) \cdot H_m^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \text{sen}(m \cdot \phi) \cdot \text{sen}\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (52)$$

$$E_z^{+} = -j D_{mn} \cdot \left(\frac{k_{\rho}^2}{\omega\mu\varepsilon}\right) \cdot H_m^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \phi) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (53)$$

$$H_{\rho}^{+} = -D_{mn} \cdot \frac{m}{\mu\rho} \cdot H_m^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \text{sen}(m \cdot \phi) \cdot \text{sen}\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (54)$$

$$H_{\phi}^{+} = -k_{\rho} \left(\frac{D_{mn}}{\mu}\right) \cdot H_m^{(2)} \cdot (k_{\rho} \cdot \rho) \cdot \cos(m \cdot \phi) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{h} \cdot z\right) \quad (55)$$

$$H_z^{+} = 0 \quad (56)$$

A diferencia de los modos TE<sub>mn</sub> ahora sí es posible que el índice n tenga un valor 0, ya que, en esta ocasión el potencial vector no se anularía y por ello tampoco el campo. Por tanto, se puede dar el caso de un modo TM<sub>00</sub>.

La constante de corte obtenida hace que la frecuencia de corte, y por tanto la banda de trabajo solo depende del valor  $n$ , siendo cada modo  $TM_{mn}$  para un cierto valor  $n$  exactamente igual sea cual sea  $m$ . De esta forma, todos los modos  $TM_{m0}$  no tendrán frecuencia de corte.

$$k_z = \frac{n\pi}{h}, n = 0,1,2,3, \dots; m = 0,1,2,3 \dots \quad (57)$$

Para el resto de modos  $TM_{mn}$  podemos obtener la frecuencia de corte a partir de la constante de corte fácilmente. Asimismo, se establece una relación entre la altura entre placas y la longitud de onda.

$$f_{c_{mn}} = \frac{n}{2h\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\lambda_c\sqrt{\mu\epsilon}}, \quad n = 0,1,2,3 \dots \quad (58)$$

Para finalizar este apartado debemos destacar los estudios realizados en [4] en los que trata a la guía radial como un cilindro al tener la carga en el borde del platillo con  $Z_L = 0$ , lo que supone realizar un cortocircuito. Las conclusiones de este estudio, realizado sobre RLSA (radial-line slot-array) son extrapolables a nuestro tipo de antena y teorizan que en dicha estructura solo se verían excitados los modos TM ya que las corrientes de la guía tienen una propagación en dirección a la orientación de la antena, que por convención está siendo  $+z$ , esta componente solo es distinta de 0 en el campo eléctrico de los modos TM (ecuación X), como veremos en los casos prácticos realizados en el trabajo el uso de corto al final de la antena mejora los resultados en cuanto a reparto de potencias, acoplos mutuos y adaptación de la propia antena.

En conclusión y centrándonos en las antenas diseñadas la frecuencia de trabajo será bajo banda de trabajo monomodo  $TM_{m0}$  donde se podrán aproximar a un modo TEM siempre que la altura de la guía sea suficientemente pequeña y el radio suficientemente grande. Así podremos establecer un intervalo de alturas en la guía aceptable.

$$h_{g_{max}} = \frac{\lambda_c^{TM_n^z}}{2}; n = 1 \quad (59)$$

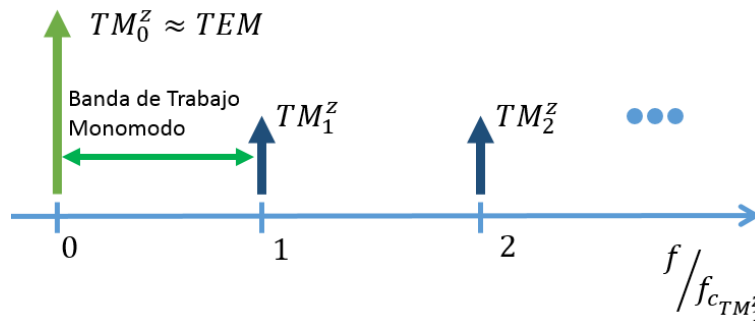


Figura 11. Frecuencias de corte de los modos TM

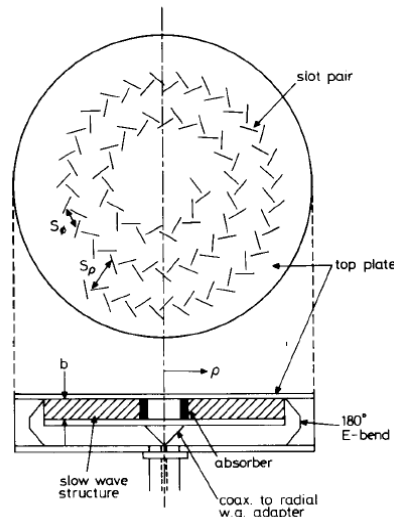
## 2.4 Estado actual de las guías de onda radial

Como se ha comentado a lo largo del trabajo las guías de onda radial aún tienen mucho margen de investigación y la continua necesidad de mejorar las prestaciones en las tecnologías basadas en microondas hacen que antenas como estas cobren especial interés.

Las antenas aprovechan las características físicas que ofrece la guía radial para el diseño de la red de alimentación, esta juega un papel importante a la hora de realizar los acoplos a los diferentes elementos conformados en el array circular de anillos concéntricos, que se sitúa

por encima de la placa superior. El acoplamiento puede realizarse mediante múltiples formas como puede ser por tornillos de sintonía, ranuras o pines. A continuación, definimos las ventajas e inconvenientes de cada tipo de elemento radiante:

- **Ranuras:** este tipo de antenas también llamada Radial Line Slot Array (RLSA) fue en un primer momento el desarrollo preferido para la implementación elemento radiante gracias a su bajo perfil y facilidad de integración sobre guías metálicas.



**Figura 12. Guía de onda radial con array de ranuras**

- **Pin de acoplo:** este tipo de acoplamiento es una estructura que mejora las características de adaptación a la hora de modificar las impedancias y las frecuencias de resonancia del elemento radiante. Se basa en un pin metálico rodeado de dieléctrico, como teflón que atraviesa la guía superior. Sin embargo, estas vías de acoplo son elementos fijos unidos a la estructura, por lo que no introducen una variabilidad dinámica en el comportamiento de los elementos radiantes.

Dentro de este tipo de antenas denominadas también Radial Line Patch Array (RLPA), encontramos diferentes formas de acoplamiento con la guía radial:

- Con una línea microstrip sobre sustrato, este método es implementado en [5] en una antena desarrollada por mi tutor, en el cual dicha implementación incluye un sustrato por debajo de la placa superior en la cual aparece un parche microstrip que funciona junto al pin como acoplamiento del elemento radiante. Además, juega un papel importante en la compensación de fase.
- Pin directamente alimentado por la onda, en este desarrollo el pin se queda “al aire” dentro de la guía y se acopla a esta, la longitud del pin determina la cantidad de acoplamiento de potencia y el desfase que se pueda producir.

De forma similar a los pines se puede usar de la misma forma como se comenta en [3] cables finos que atraviesen la placa superior hasta alimentar a la línea microstrip o alimentarse ellos mismo de la guía radial, de la misma manera que los pines. Los desarrollos con este tipo de acoplamiento son en la práctica difíciles de implementar y mas costosos que los anteriores. En la figura x se observa con detalle la estructura.



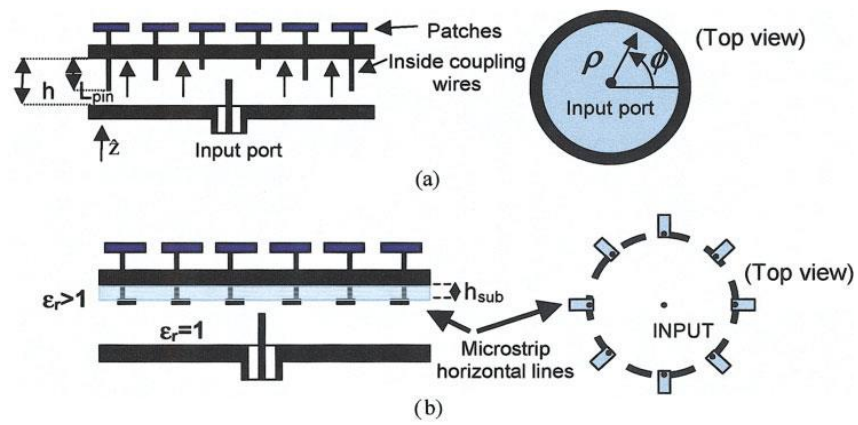


Figura 13. a) acoplamiento mediante “pines al aire” b) acoplamiento a través de línea microstrip

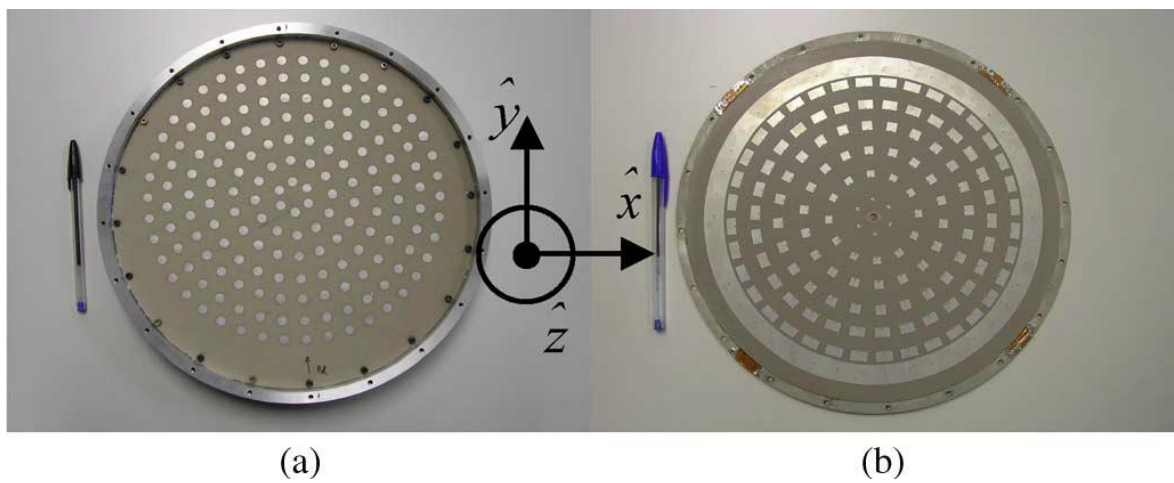


Figura 14. a) array de parches b) parche de acoplamiento de guía radial con elemento radiante.

## 3 Adaptación de la antena para su construcción

### 3.1 Estructura de la antena

La antena que se ha adaptado de la desarrollada en [1] tiene es una agrupación de parches formados por una retícula circular, la cual se divide en anillos circulares formando cada uno arrays circulares.

Los elementos de cada anillo tienen la misma separación entre ellos. A lo largo del trabajo, cuando se nombre a cada anillo, el anillo 1 será el más interior y el 7 el más exterior, siguiendo el orden. El primer anillo está conformado por 6 elementos, 12 tiene el segundo y se van sumando 6 elementos por anillo, hasta llegar a los 48 elementos del anillo 7. Las distancias entre anillos de la antena son tres cuartas partes de la longitud de onda, que equivale a unos 17,6 mm para la frecuencia central de trabajo, la banda utilizada será de 1GHz

La parte adaptada de la antena es la perteneciente a la guía radial, con lo cual, ha sido esta parte con la que se ha trabajado, de forma independiente a los parches, que serán mostrados en el capítulo 5.

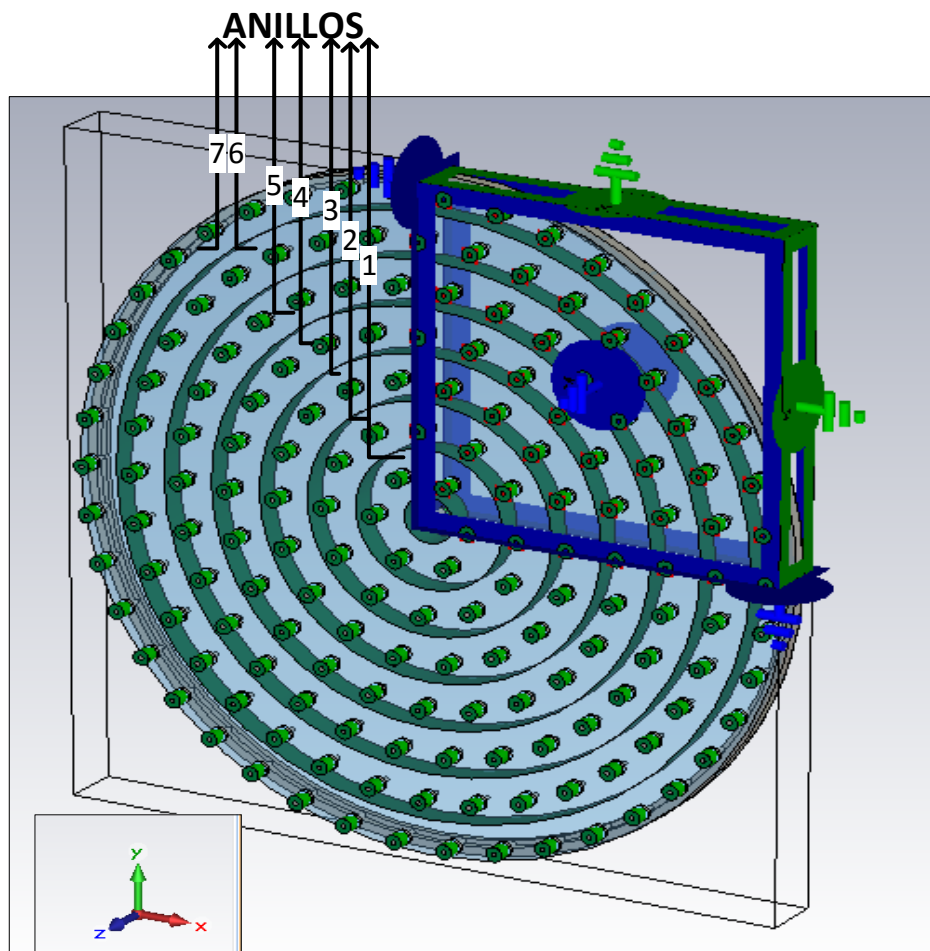
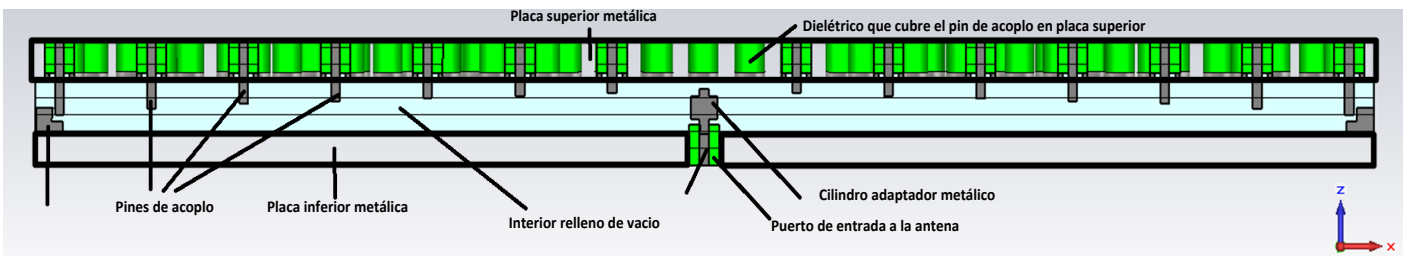


Figura 15: Parte de la guía radial de la antena.

También cabe destacar, que debido a la gran complejidad de la antena se han aprovechado la simetría de la estructura en los ejes “x” e “y” para realizar simulaciones menos fuertes computacionalmente. En la figura 16 también se pueden observar los diferentes elementos que conforman la guía radial, que se encuentra partida por la mitad. El dieléctrico usado ha sido el teflón y para los elementos metálicos se ha usado el conductor perfecto disponible en el programa de simulación *CST Studio Microwave*. Las figuras 15 y 16 muestran el resultado de la antena readaptado, en los siguientes apartados se explican las causas y motivaciones de esta readaptación



**Figura 16: Guía radial cortada en eje  $y=0$**

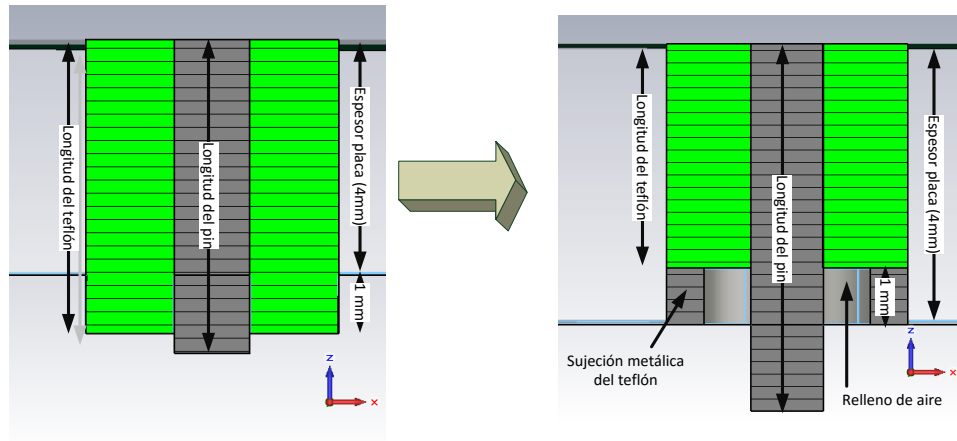
### **3.2 Problemas de fabricación y dificultad de caracterización**

En un principio el presente proyecto tuvo como objetivo inicial construir la antena citada en el anterior apartado a raíz de los buenos resultados obtenidos en las simulaciones en *CST Studio Microwave*. Pero al estudiar la red de alimentación diseñada se vieron varios puntos que resultaron críticos y fue necesaria su modificación para adaptarla a un modelo que físicamente fuera viable. Estos eran los 3 principales problemas.

- Caracterización de los pines: la longitud de los pines de acoplo en la antena en el desarrollo en [2] debía tener una exactitud de decenas de micrómetros, lo que a la hora de caracterizar los pines físicamente iba a causar problemas. En este caso intentamos modificar los pines de manera que sean más sencillos de fabricarlos, en la que se consiguen buenos resultados en la antena con una exactitud mínima de  $\pm 0.2$  mm
- El segundo problema y más importante fue como se había colocado el teflón en torno a los pines de acoplo, quedando este material “al aire” dentro de la guía. Físicamente, este diseño provocaría que el teflón se cayese, por lo que se decidió realizar un modelo nuevo en la capa superior, aumentando un mm el grosor de esta y añadiendo un pequeño escalón metálico para sujetar el teflón.
- El tercer problema hallado fue la dificultad para conocer si a la red de alimentación se le podían añadir los conectores SMA necesarios para conectar las cargas de  $50\Omega$  para el estudio de la red de alimentación. Estos deben ir conectados a la placa superior mediante tornillos. Finalmente se comprobó que era viable para la presente antena, teniendo solo que aumentar algo los bordes de las placas para que se puedan conectar también el último anillo.

#### **3.2.1 Rediseño y comprobación de requisitos.**

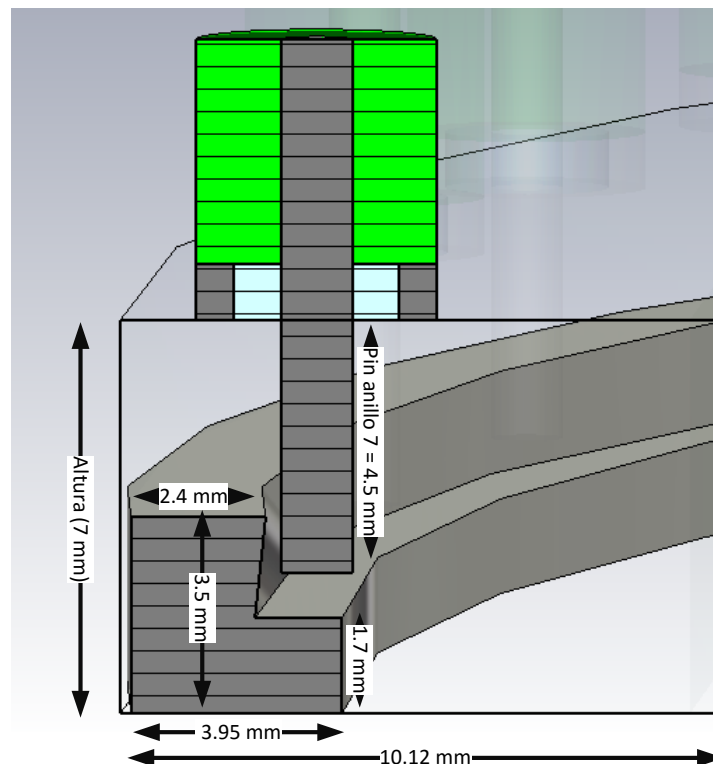
Una vez detectados los problemas hicimos los correspondientes pasos para arreglarlo. El hecho de realizar los cambios nombrados en el apartado anterior nos obligó a comprobar que la antena siguiese cumpliendo los diferentes requisitos y consideraciones previas antes comentadas.



**Figura 17. Transformación de pin de acoplo para su viabilidad**

La figura 17 muestra cómo se readaptaron los pines de acoplo, el primer diseño era inviable, pues como se puede observar el teflón no se sujetaba con nada en la parte de abajo, queda un milímetro en el interior de la guía que se caería. Se planteó una solución que fuese sencilla de diseñar y a la vez viable. Es importante comentar que la sujeción metálica del dibujo forma parte de la placa superior, está unida físicamente a esta.

Asimismo, para el cortocircuito del anillo 7 también ha debido modificarse el diseño quedando el de la siguiente figura.



**Figura 18. Cortocircuito en el anillo 7 de la antena.**

Este anillo, al ser el más exterior de la guía, tiene la particularidad de que sufre un corto, ya que la antena, aunque no aparezca en la figura 18, tiene un cerramiento metálico para poder unir las dos placas de la guía. Como vemos en la figura, el cortocircuito está

diseñado en forma de dos escalones, por encima de la placa superior. Una mala caracterización de este provocaría una mala adaptación de los pines de acoplo situados en el anillo 7.

La distancia entre el comienzo del anillo 7 y el final del mismo en el borde de la antena cuenta con un valor variable con el que se ha jugado para conseguir una adaptación del cortocircuito correcta. Si esta adaptación no fuese buena, la onda estacionaria que se ocurre en la guía no sería despreciable y modificaría todo el esquema de trabajo que supone reflexiones muy bajas. Este hecho hace, que aunque, la distancia entre elementos de los anillos 6 y 7 si es igual al resto, la corona circular de este anillo si es mas estrecha.

$$d_{\text{anillos } 6,7} = \frac{\lambda_c}{2} + d_{\text{variable}}; d_{\text{variable}} = 3.5 \quad (60)$$

La necesidad de obtener valores de parámetros S deseados en las distintas simulaciones hizo que se tuviese la necesidad de comprobar de nuevo los distintos parámetros obtenidos.

Las tres prestaciones que debíamos comprobar de la guía radial:

- Eficiencia de la red de alimentación: la potencia radiada por cada parche debe ser el máximo posible respecto de la potencia entregada en toda la antena, esto significa minimizar las perdidas en toda la red de alimentación que forma la guía.
- Reparto equitativo de potencia entre anillos y elementos: la potencia entregada a la red, además, ha de distribuirse de forma equitativa a los 168 elementos radiantes, para lograr esto se deben conseguir unos requisitos de potencia entregada a cada anillo.
- Evitar acoplos mutuos entre elementos de distintos anillos, esto se ocasiona por la potencia que emite cada elemento, este hecho ha ocurrido sobre todo en los anillos 3, 4 y 5, que son los anillos interiores y los que más acoplos reciben por parte del resto de elementos de la guía. Evita estos acoplos eliminará problemas como cambios de fases no deseados.

### 3.2.2 Distribución de alimentación

Para conocer la distribución de alimentación se han desarrollado modelos simplificados que permiten dividir la estructura en secciones más pequeñas y sencillas de analizar.

Los desarrollos realizados en [1] nos permiten obtener el acoplo de cada elemento por separado. Este método se ha empleado para diseñar redes de alimentación en guías de onda rectangular. En este trabajo se ha trasladado esta teoría a nuestro array, separando la estructura en los distintos anillos para obtener el acoplo de cada anillo.

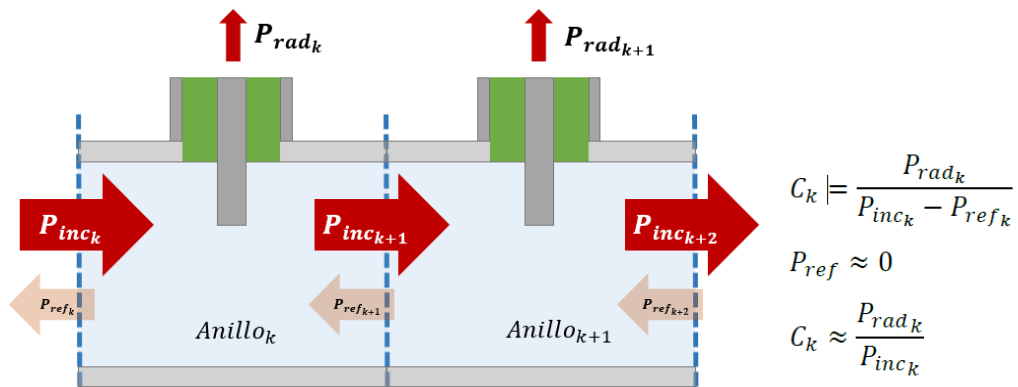


Figura 19: relación de potencias en la guía radial

El desarrollo de este método permite obtener los llamados coeficientes de acoplo, que ( $C_k$ ) serán de gran utilidad a la hora de comprobar los resultados de simulaciones de manera objetiva.

Una condición importante para para obtener esta función de manera sencilla es imponer que la potencia reflejada es muy baja, así se puede describir el nivel de acoplamiento de potencia conociendo sólo la potencia incidente y la radiada. El hecho de que la potencia reflejada sea muy baja además ayudará a que los acoplos mutuos sean mínimos.

La obtención teórica de los coeficientes de acoplo, por tanto, resulta bastante sencilla asumiendo que tiene un comportamiento perfecto la red de alimentación. Esto significa que toda la potencia entregada en la red sea radiada, y que todos los elementos reciban la misma potencia ( $e=0$ ). En (61) aparece la fórmula para el coeficiente de acoplo por elemento.

$$|C_{0k}| = \frac{P_{rad_k}}{P_{inc_k}} = \frac{1}{N_k} \cdot \frac{F_k^2}{\frac{1}{1-e} \cdot \sum_1^M F_i^2 - \sum_1^{k-1} F_i^2} \quad (61)$$

$F_k$  es la función equivalente de potencia, siendo  $k$  el número de anillo, dado que todos los elementos son iguales no hay más que, para obtener la función de cada anillo, multiplicar la cantidad de potencia del elemento radiante por el número de estos en el anillo. Normalizando la potencia total a 1 esto significa que:

$$F_0 = \frac{1}{N_{tot}} \quad ; \quad F_k = F_0 N_k \quad (62)$$

Siendo  $F_0$  la potencia entregada a cada elemento no hay más, que una vez obtenido este multiplicar como viene en (62) por  $N_k$  para así obtener la función equivalente. Así podemos asegurar que cada elemento de cierto anillo tendrá el mismo coeficiente que el resto de elementos de dicho anillo.

Por otro lado, teniendo en cuenta todos los datos teóricos obtenidos en el punto 3.2.3 de [2] para la caracterización de los pines podemos llevar a cabo nuestras simulaciones e ir comparando con los obtenidos en la antena previa desarrollada en [2]. La figura 20 refleja estos datos, que nos ayudarán a tener cierta perspectiva a lo hora de caracterizar los pines de acoplo de los anillos.

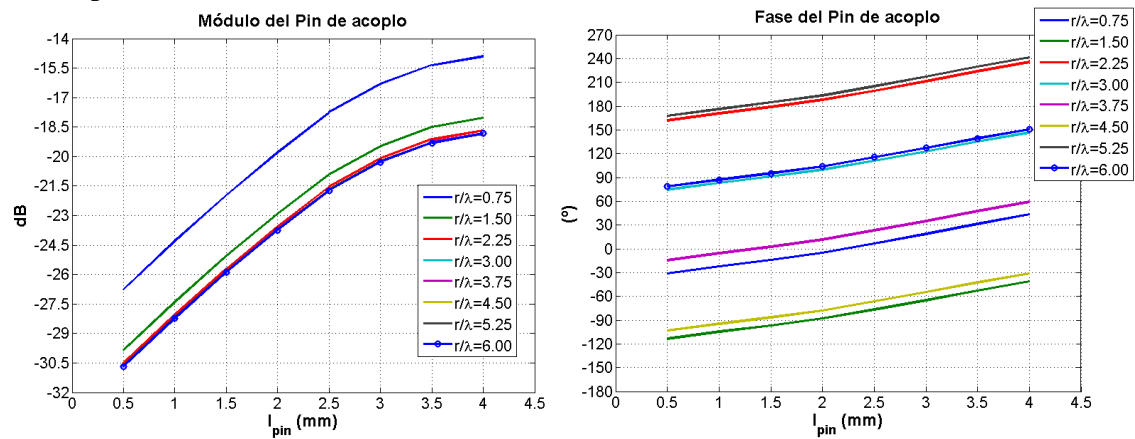
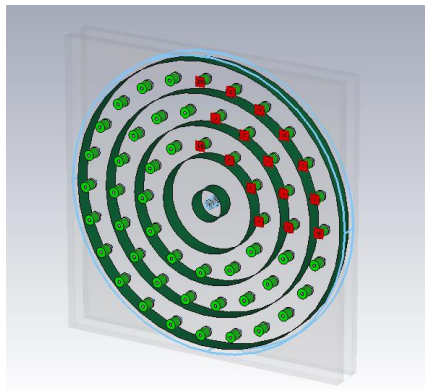


Figura 20. a) Módulo teórico pin de acoplo. b) Fase teórica pin de acoplo.

Analizando el módulo teórico del pin, se observa para cada anillo, representado en función de la distancia al centro de la antenna, dividiendo la distancia al centro de cada anillo entre la longitud de onda. Como era de esperar, los anillos mas cercanos al centro necesitan menor longitud para obtener mayor cantidad de potencia.

### 3.2.3 Aproximación a la red completa por secciones locales

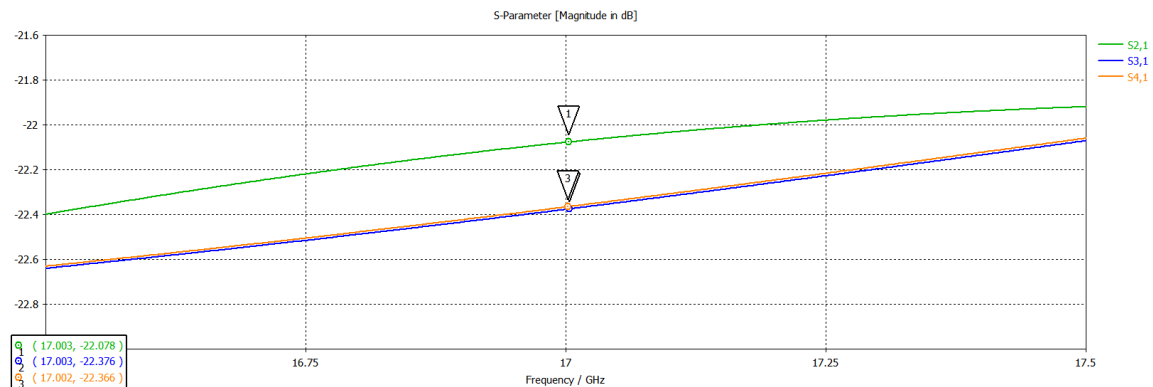
En este trabajo y al contrario que sucedió en [2] el proceso para obtener una caracterización de pines optima será simulando secciones de la antenna, divididas en anillos. Estas secciones serán de 1 solo anillo, y también de 3 anillos, donde los efectos de los acoplos mutuos son mayores y nos acercan más al modelo completo. Esto, comparándolo también con los valores teóricos nos proporcionará un análisis objetivo de los resultados. Así, podremos caracterizar la antenna completa en el apartado 3.2.4.



**Figura 21: sección de los anillos 2, 3 y 4**

A lo largo de todas las simulaciones realizadas se han ido recogiendo distintos coeficientes de acoplo para agrupaciones de 1 y 3 anillos. Además de comparar los resultados obtenidos en nuestra antenna, de ahora en adelante *antena 2*, a los de la antenna realizada en [2], de ahora en adelante *antena 1*.

En las siguientes figuras podemos ver como se han llegado a valores casi idénticos. En las figuras aparece el anillo 1, pero esto se hace extensible a todas las agrupaciones de 1 y 3 anillos. Se puede ver una comparación más detallada en anexo I



**Figura 22. Parámetros S antenna 1**



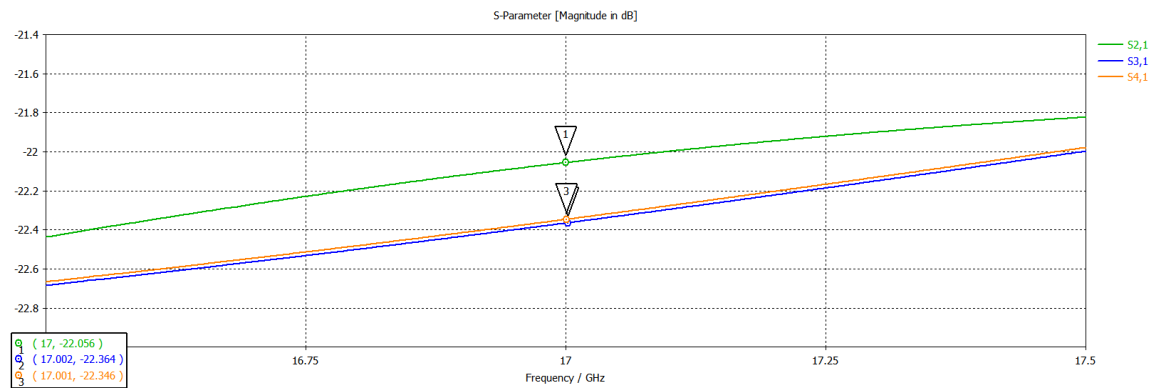


Figura 23. Parámetros S antena 1

Por otro lado, aunque los datos sean similares elemento a elemento hay que cerciorarse que los coeficientes de acoplo son similares a los teóricos obtenidos, que aparecen en la siguiente tabla:

Anillos $M$	Elementos $Nk$	$Prad$	$Pinc$	$ Ck $	$C0k$	$C0k$ (dB)
1	6	0,036	1,000	0,036	0,0060	-22,25
2	12	0,071	0,964	0,074	0,0062	-22,10
3	18	0,107	0,893	0,120	0,0067	-21,76
4	24	0,143	0,786	0,182	0,0076	-21,21
5	30	0,179	0,643	0,278	0,0093	-20,33
6	36	0,214	0,464	0,462	0,0128	-18,92
7	42	0,250	0,250	1,000	0,0238	-16,23

Tabla 3. Valores teóricos de acoplamiento de los anillos y elementos.

Una vez visto los datos teóricos se observa como el modelo de un anillo es el que más se acerca al modelo teórico. Esto se debe a la falta de acoplos mutuos, que permiten acercarse al modelo perfecto de distribución de potencia explicado en 3.2.2.

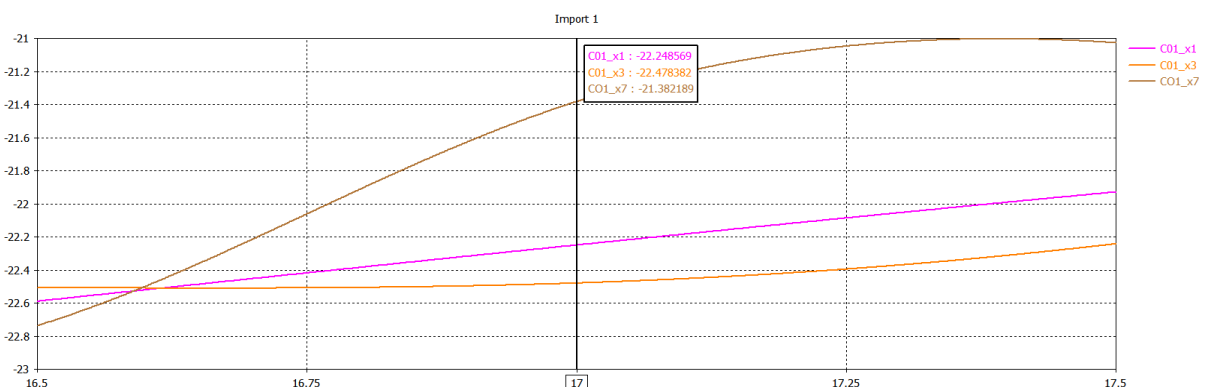
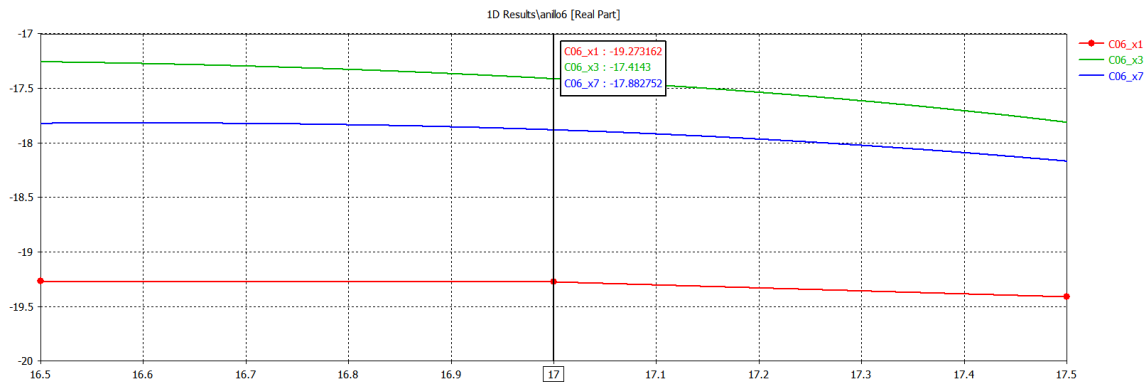


Figura 24. Coeficientes de acoplo en el anillo 1

En esta figura (fig. 24) y en la de la página siguiente (fig 25) aparecen los coeficientes de acoplo de la antena completa, estos datos no se obtuvieron hasta el punto siguiente (3.2.4),



aunque se han añadido para demostrar como los modelos de secciones cortas es efectivo para obtener la caracterización completa, sobre todo la agrupación de 3 anillos.



**Figura 25. Coeficientes de acoplo en el anillo 6.**

En conclusión, se pueden afirmar dos cosas de la aproximación por secciones cortas:

- Las secciones de 1 anillo arrojan datos más parecidos al modelo teórico, ya que en este no se han aplicado los efectos de acoplos mutuos, y es en estas secciones donde los acoplos mutuos entre elementos es menos.
- Las secciones de 3 anillos agrupados se parecen más a la antenna completa, debido a que en estas simulaciones los efectos de los acoplos mutuos son mas similares a los de la antenna completa.

### 3.2.3.1 Fase del coeficiente de acoplo

De igual manera se comparan las fases de los coeficientes de acoplo respecto de la antenna 1, obteniendo igualmente valores similares. Asimismo, se obtienen los valores para las distintas secciones y el anillo completo. En las secciones de 3 anillos, el valor obtenido de cada anillo es el recogido cuando este es el anillo central, o sea, el resultado mostrado en la fase de anillo 3 para la sección de 3 anillos se corresponde con la simulación de los anillos 2, 3 y 4 conjunta. Para los anillos 1 y 7, las simulaciones han conjuntado al anillo 1 y 2, para el primer caso, y 6 y 7 para el segundo.

Fase del coeficiente de acoplo	Anillo 1	Anillo 2	Anillo 3	Anillo 4	Anillo 5	Anillo 6	Anillo 7
1 anillo	62.45	140.6	-138.5	-54.9	29.97	75.78	159.4
3 anillos	61.2	141.5	-133.6	-52.3	16.1	63.3	160.1
Array entero	65.26	135.3	-134.3	-67.5	20.9	62.2	142.25

**Tabla 4. Comparación de fases entre los distintos modelos estudiados.**

Los valores del array entero, al igual que en el caso de los modulos, se han completado una vez finalizado el apartado 3.2.4 que nos ha proporcionado una caracterización correcta de los pines de acoplo.

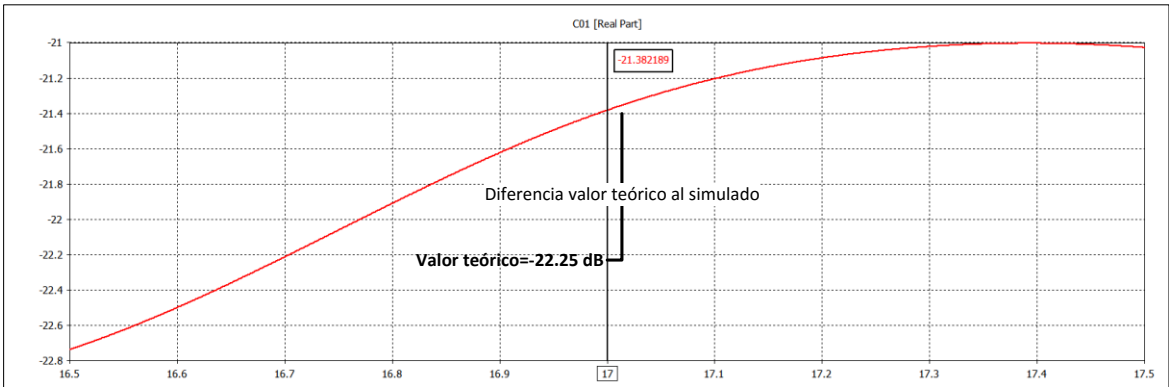
### 3.2.4 Caracterización antenna completa

Una vez realizada la aproximación a la red completa por el método de secciones estábamos en disposición de simular la antenna completa, a tenor de los datos obtenidos en cuanto a dimensiones de los pines de acoplo, se aplicaron a la caracterización de la antenna completa.

A lo largo de varias simulaciones, se fue jugando con el valor obtenido en secciones de 1 y 3 anillos, lo que al final dio paso a obtener una antena de prestaciones bastante buenas, similares a las que ocurría en la *antena 1*.

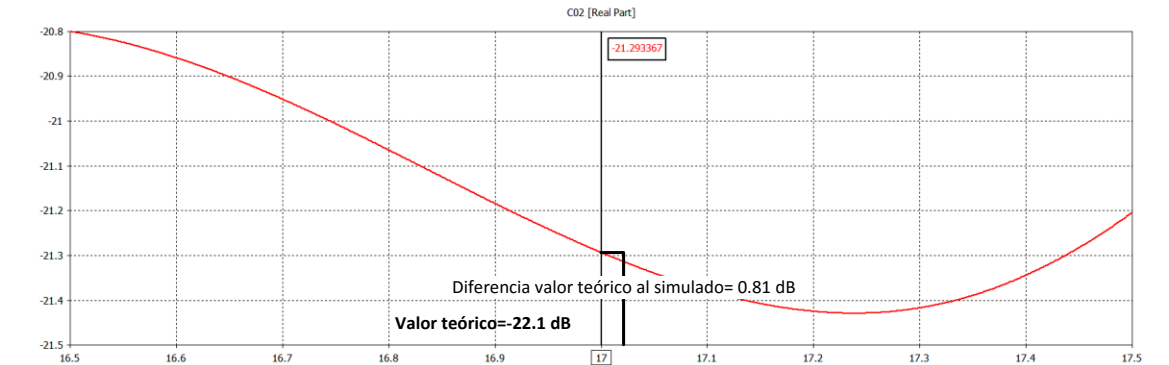
Comparando los coeficientes de relación entre la potencia incidente obtenemos los siguientes valores respecto de los ideales que aparecen en la tabla.

**Anillo 1**



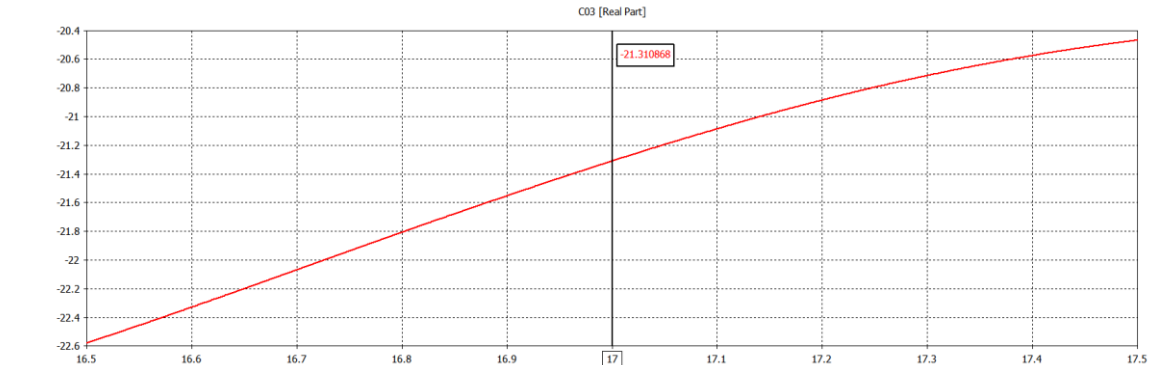
**Figura 26: Comparación coeficiente real y teórico anillo 1**

**Anillo 2**



**Figura 27: Comparación coeficiente real y teórico anillo 2**

**Anillo 3**



**Figura 28: Comparación coeficiente real y teórico anillo 3**

Anillo 4

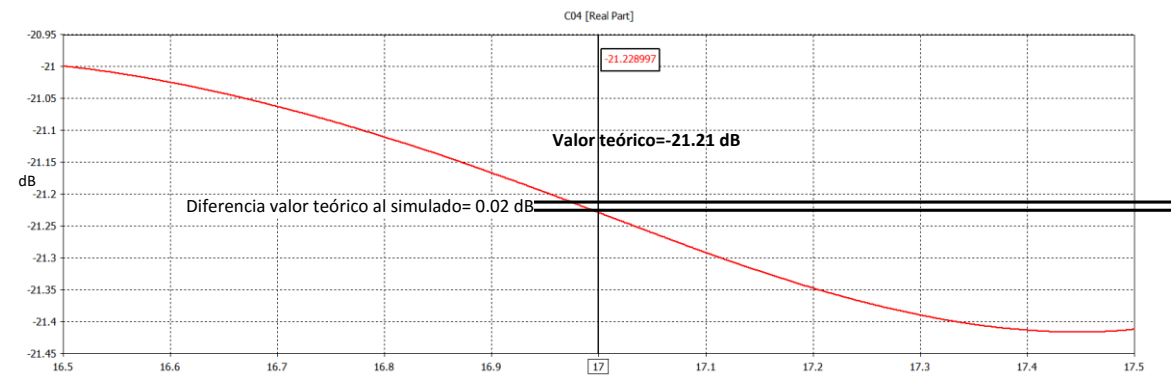


Figura 29: Comparación coeficiente real y teórico anillo 4

Anillo 5

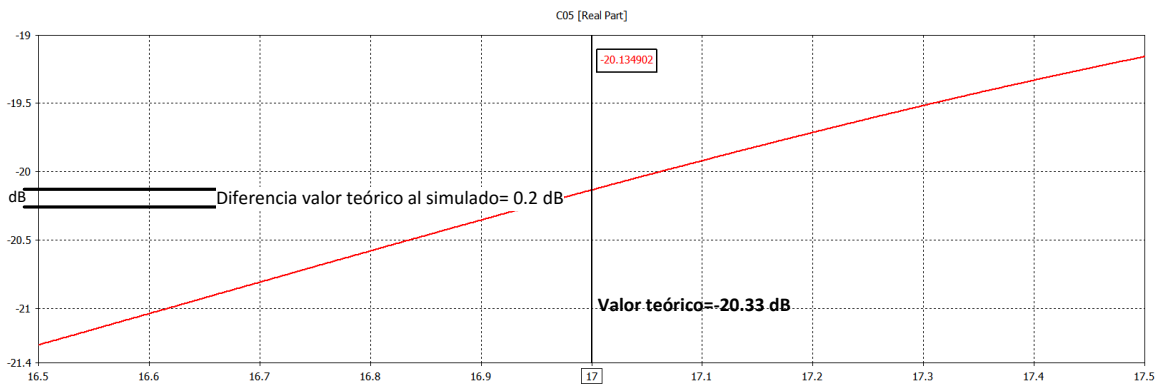


Figura 30: Comparación coeficiente real y teórico anillo 5

Anillo 6

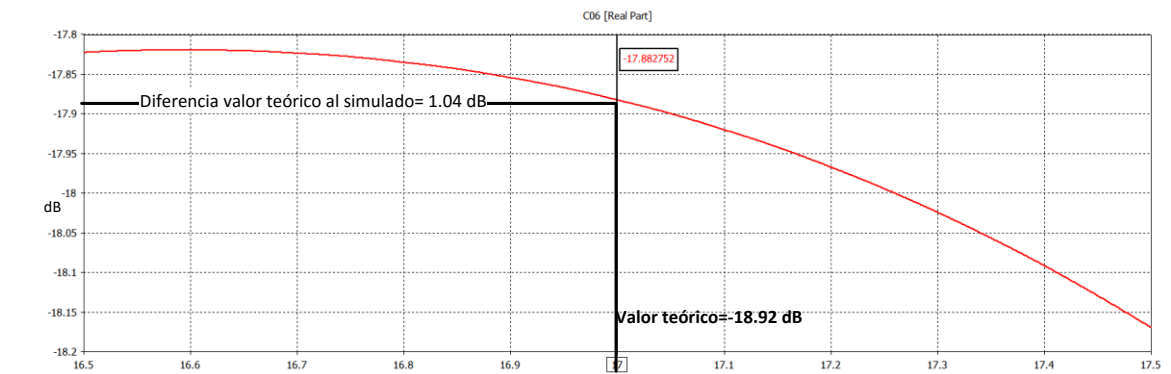
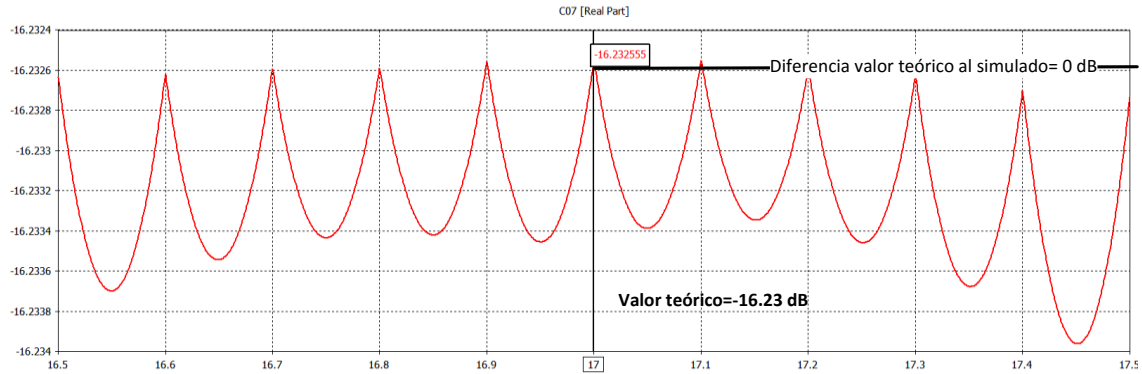


Figura 31: Comparación coeficiente real y teórico anillo 6

## Anillo 7



**Figura 32: Comparación coeficiente real y teórico anillo 7**

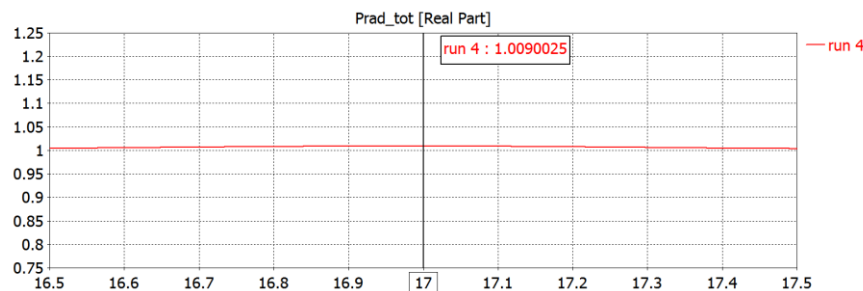
En este caso los resultados si difieren bastante más que los que se realizaron en la simulación de [2], excepto en el anillo 4 y 7, que salen resultados casi calcados a los de la tabla 5 los valores obtenidos de la simulación son entre 0.2 y 1 dB más bajos aproximadamente, estas variaciones pueden suponer que la potencia reflejada en cada anillo este siendo mayor de la que deba lo que puede suponer problemas de acoplos mutuos entre anillos. En el siguiente apartado vamos a verlo más a fondo.

### 3.2.4.1 Eficiencia y pérdidas

Siguiendo el desarrollo tenemos que estudiar la eficiencia de la antena, la cual podemos calcular a través de la relación de potencias obtenidas. Así podemos obtenerla a partir de esta formula:

$$\zeta_{rin} = \frac{P_{RadTotal}}{P_{inc_0}} \cdot (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (63)$$

Suponiendo que el coeficiente de reflexión es nulo la potencia del generador será la potencia entregada en el puerto 1, que se encontrará normalizada a 1.



**Figura 33. Potencia radiada total.**

El resultado de la gráfica se obtiene de sumar todos los parámetros de transmisión de los parámetros S ( $S_{21}, S_{31}, S_{31} \dots$ ), que equivale a la potencia radiada por cada elemento.

Como vemos se obtienen resultados mayores de 1 (por el uso de simetrías en los elementos), aun así, esta gráfica nos demuestra que la eficiencia es muy cercana al 100%.

### 3.2.5 Conectores SMA en la placa

Como ya ha comentado antes si es posible conectar los 168 conectores SMA necesarios para meter sus correspondientes cargar y poder realizar un estudio físico de la antena. En la figura siguiente observamos como para cada anillo el conector debe estar en una cierta posición para que entren todos.

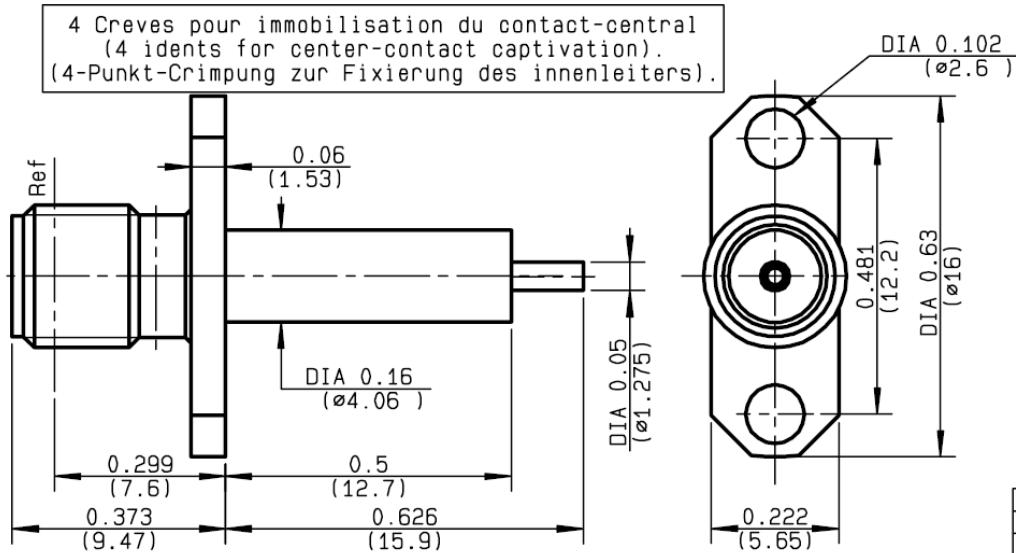


Figura 34. Dimensiones conector SMA

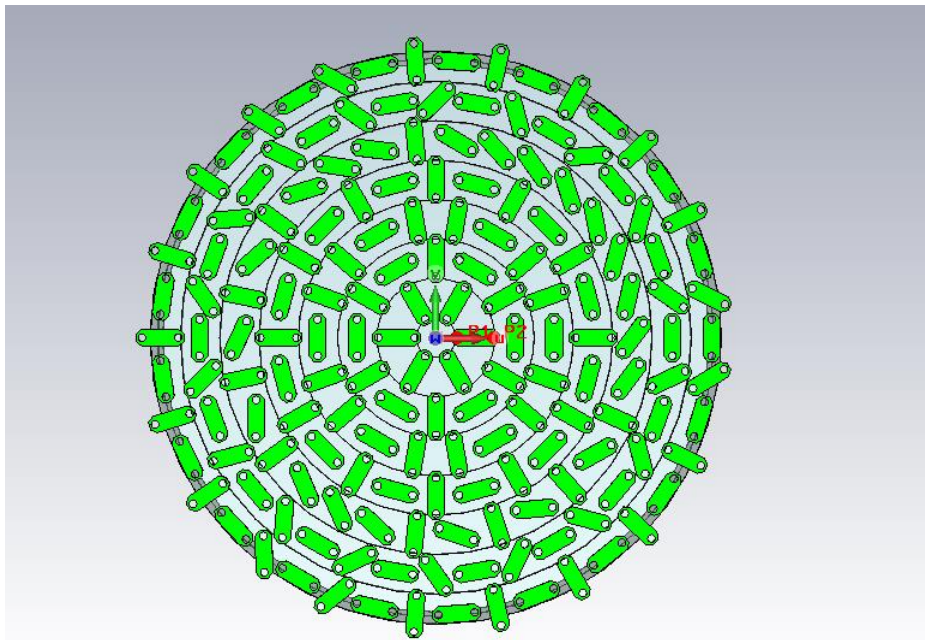


Figura 35. Colocacion de base de conector SMA sobre la placa superior de la guía.

Creamos y colocamos solo la base del conector que, en este caso, es lo que más ocupa. Con esta comprobación, se podría afrontar la construcción de un protipo de esta antena que pueda dar buenas prestaciones a 17 GHz.

## 4 Desarrollo de la nueva antena

### 4.1 Introducción

Estudiando los desarrollos de [7] vimos que en las antenas RLPA la guía de onda como red de alimentación podía introducir nuevas variantes a las ya vistas. Por ello, el objetivo de esta parte ha sido, siguiendo los desarrollos ya vistos, conseguir una antena en la que los pines de acoplo tengan siempre la misma longitud y la alimentación uniforme se consiga a través de unos escalones situados en la placa inferior, que consigan que cada elemento tenga la misma potencia de radiación. Cabe destacar que en nuestro diseño los escalones en la placa superior no se realizan como si se hizo en [7].

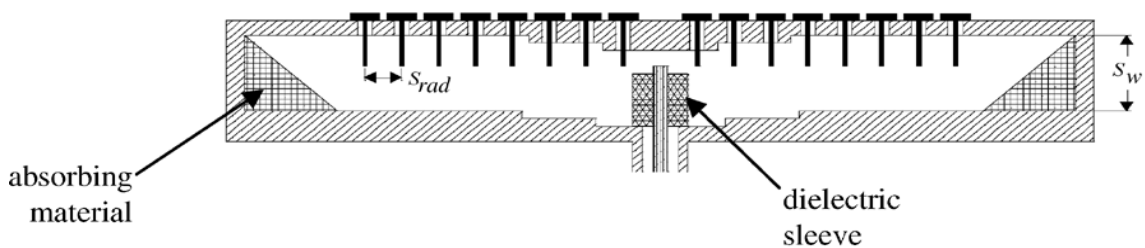


Figura 36. Red de alimentación en guía radial diseñada en [7]

#### 4.1.1 Diseño inicial

El diseño que se optó en *CST Estudio* fue hacer cada escalón en cada anillo, de forma concéntrica. En un principio se quiso mantener la altura existente entre placas de la antena 2, que era de 7 mm. Aunque, para los primeros anillos ofreció buenos resultados, este se fue al traste cuando fuimos a anillos exteriores donde el escalón ya quedaba demasiado cercano a la zona del pin. En las simulaciones de grupos de 3 anillos se producían desajustes en la cantidad de potencia recibida por cada anillo, lo que producía acoplos mutuos entre anillos y cambios de fase en ocasiones abruptos. A continuación se irán explicando los problemas surgidos en cada

De esta forma se optó por aumentar algo la altura de la guía, hasta los 9 mm, por lo que hubo que reconfigurar el pin de entrada.

#### 4.1.2 Adaptación del pin de entrada. Coeficiente de adaptación

Tras múltiples pruebas y cambios del pin, se consigue una adaptación medianamente buena para la guía radial:

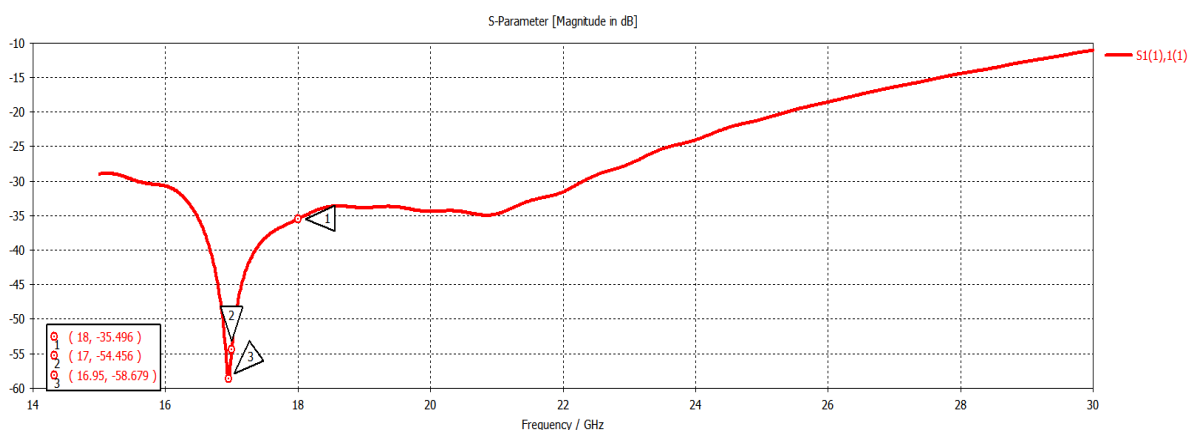


Figura 37. Adaptación del pin de entrada a la guía.

De esta forma el pin queda configurado con el siguiente tamaño:

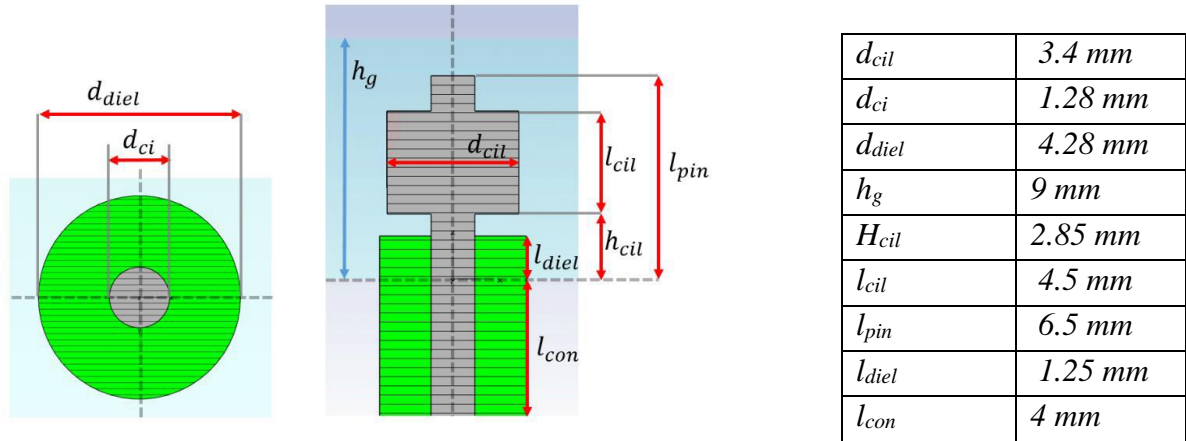


Figura 38. Estructura pin de entrada.

Realizada la adaptación, se prosigue ahora con el desarrollo de los escalones, el desarrollo seguido será igual que el de la antena 2, donde se aproxima a la red completa a través de secciones locales. Al igual que en las *antenas 1* y *2* la banda de trabajo será entre 16.5 y 17.5 GHz, con una frecuencia central de 17 GHz.

#### 4.1.3 Desarrollo de escalones en la placa inferior

Siguiendo el modelo establecido en [2] para diseño de arrays de antenas se ha ido reusando los distintos modelos de *CST* de un anillo, agrupaciones de 3 o el array completo, para así analizar, por secciones, la estructura completa.

Se ha ido realizando diferentes simulaciones en cada sección obteniendo resultados que nos ayudan a entender los problemas que va a tener la antena completa. Si en el caso de la *antena 2* estos iban asesorándonos de forma contraria, los malos resultados obtenidos en las diferentes agrupaciones, sobre todo en las secciones de 3 anillos, han demostrado ser similares al de la antena completa.

En definitiva, las simulaciones realizadas para un solo anillo han sido satisfactorias hasta los 4 primeros anillos, obteniendo los siguientes valores de parámetros S, y con la misma longitud del pin en todos los casos:

**Anillo 1; longitud de pin= 6.9 mm; altura escalón 1= 0 mm**

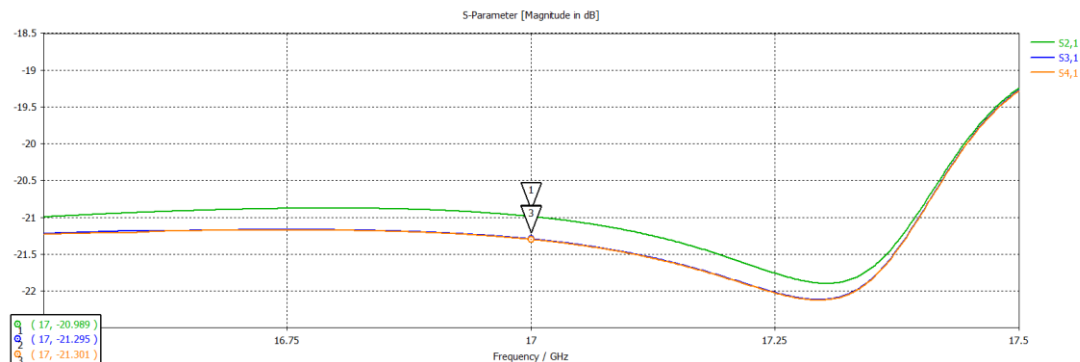
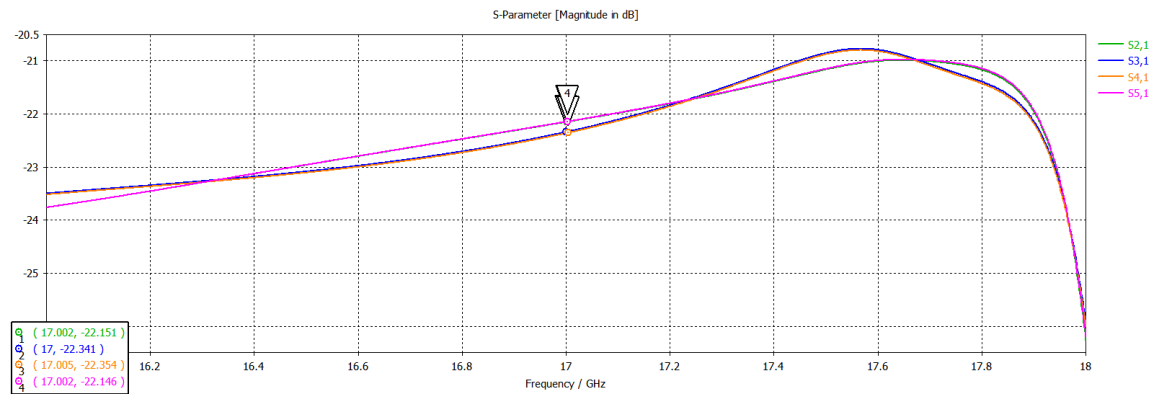


Figura 39. Elementos anillo 1.



Los elementos radian una cantidad de potencia superior que los coeficientes de acoplamiento obtenidos en teoría anteriormente. Aun así, se optó por mantener esta alimentación porque se vio que era positiva en las posteriores configuraciones. El escalón en este anillo no existe pues comienza a partir del siguiente para aprovechar la altura. La caída de potencia en 18 GHz se debe a resonancias en esa frecuencia que no se han estudiado.

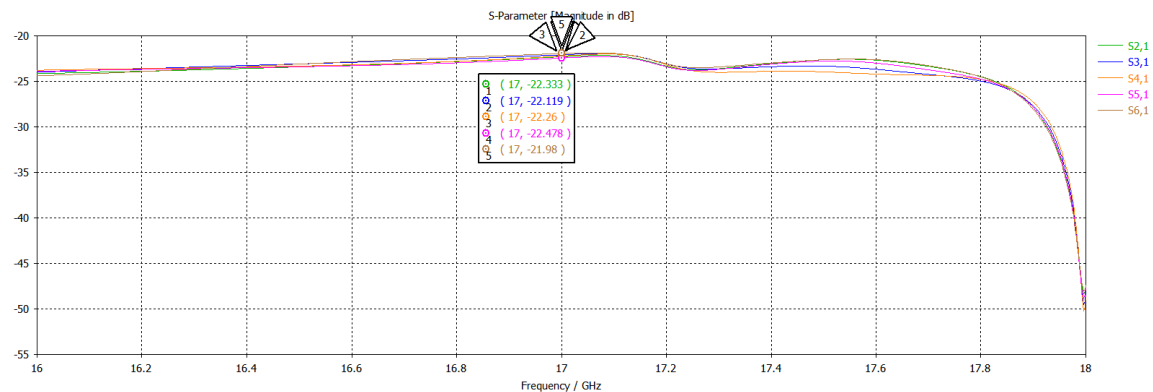
**Anillo 2: longitud de pin=6.9 mm; altura escalón 2 = 1.2 mm**



**Figura 40. Elementos anillo 2.**

Este anillo no da ningún tipo de problema en la banda de trabajo y a 17 GHz cuenta con una adaptación muy similar al coeficiente unitario de acoplamiento teórico. Aunque la abrupta caída a partir de 17.8 GHz es un problema importante.

**Anillo 3: longitud de pin = 1.9 mm; altura escalón 3 = 2 mm.**



**Figura 41. Elementos anillo 3.**

Presenta buenas características en cuanto a la potencia radiada por cada elemento unitario, similar al anillo 2. Es importante decir que los escalones interiores se mantienen en estas simulaciones, es decir, el escalón 1 mantiene. De lo contrario, mantener solo el escalon correspondiente al anillo simulado produciría una desadaptación de la entrada, ya que el salto sería mucho más abrupto y causaría problemas.



#### Anillo 4: longitud de pin = 1.9 mm; altura escalón 4 = 2.8 mm

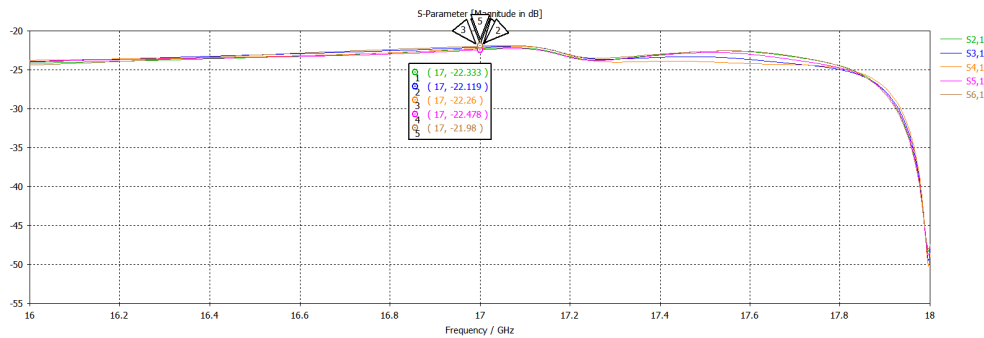


Figura 42. Elementos anillo 4.

Presenta unos resultados malos en cuanto al reparto de potencia entre elementos, sorprende ya que estos elementos están en equifase y deberían tener siempre la misma cantidad de potencia radiada. El motivo por el que esto puede ocurrir es por una desadaptación ocurrida para esta frecuencia, si observamos los parámetros son prácticamente iguales en frecuencias menores a 16.8 GHz. Como observamos en la fase esta se descompensa algo antes de llegar a los 17 GHz, causando el mal rendimiento de la sección de la antenna.

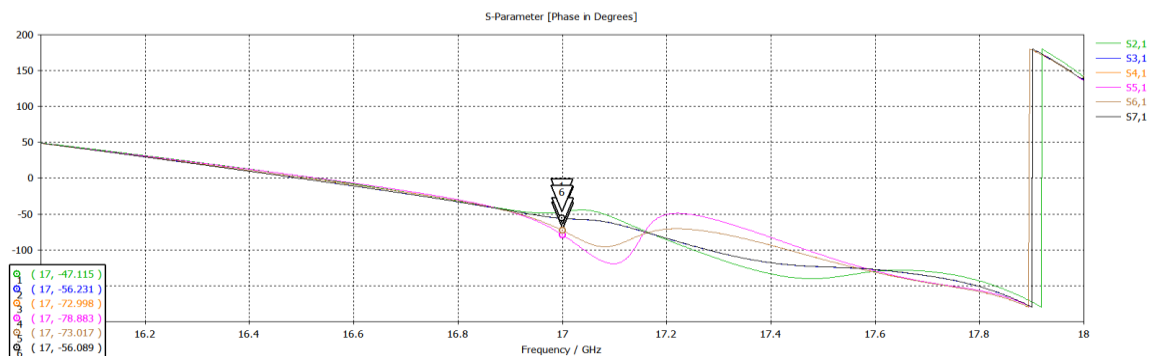


Figura 43. Fase elementos anillo 4.

#### Anillo 5: longitud pin= 2.5 mm; altura escalón 5 = 2.8 mm

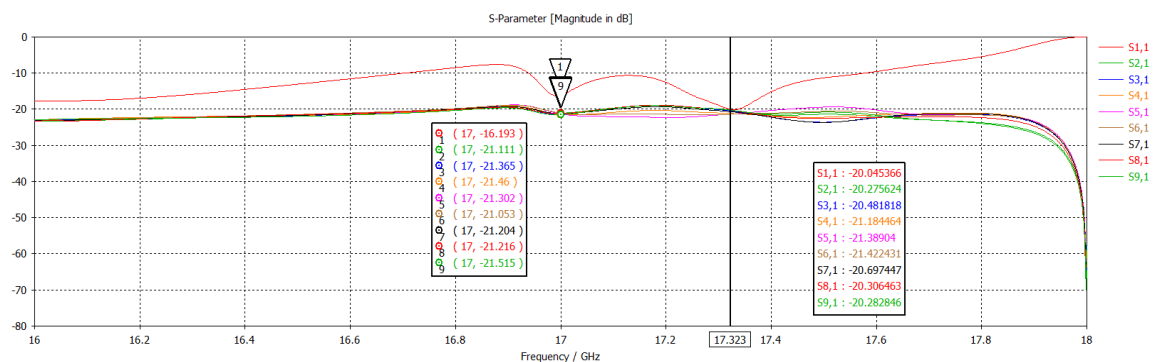


Figura 44. Elementos anillo 5, pin anillo 5 modificado.

En este anillo hemos aumentado la longitud del pin hasta los 2.5 mm. La razón ha sido que ha sido imposible conseguir resultados medianamente buenos con la caracterización de los pines con una sola longitud de pin. Así, se decidió establecer 2 longitudes para conseguir una alimentación más uniforme. El escalón se mantiene con el mismo tamaño que el anterior. En la figura inferior podemos ver como para con una longitud única el anillo 5 ya daba problemas en cuanto a potencia radiada.

escalón 1	escalón 2	escalón 3	escalón 4	escalón 5
0	1,2	2	2,8	4

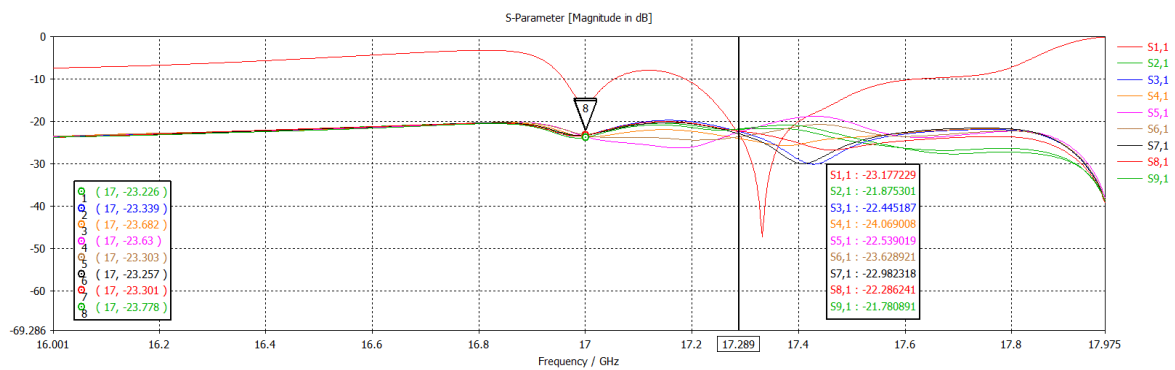


Figura 45. Elementos anillo 5, pin no modificado.

Anillo 6: longitud pin= 2.5 mm; altura escalón 6 = 3.6 mm

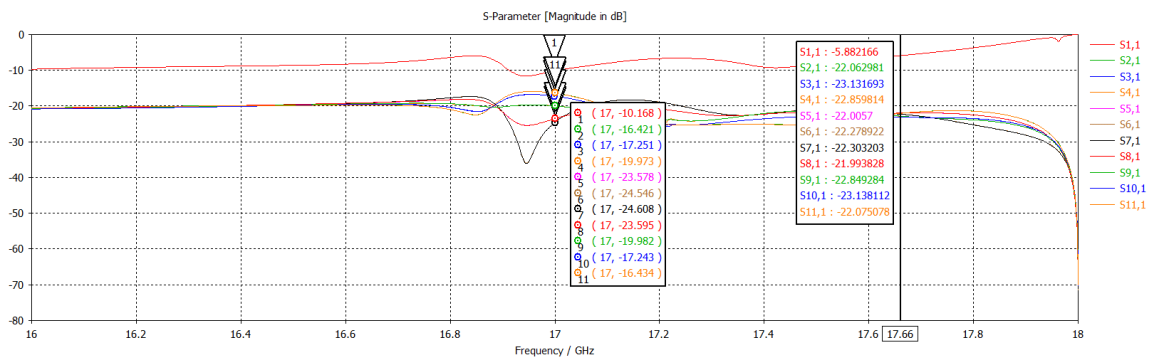
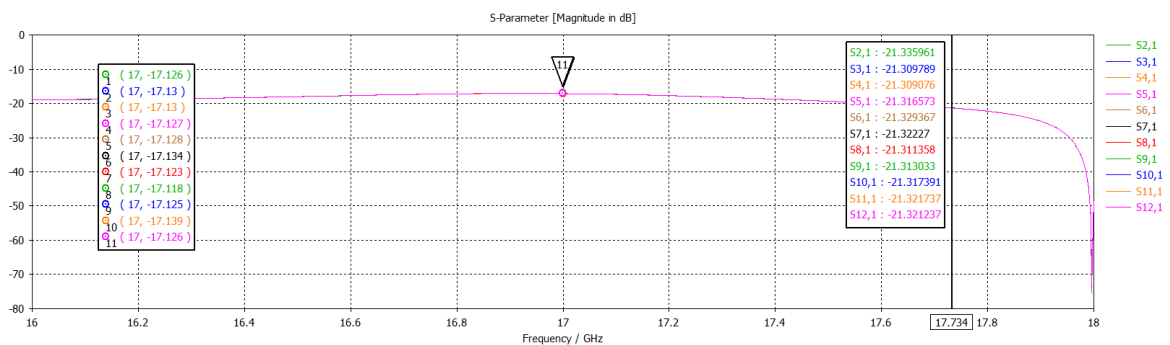


Figura 46. Elementos anillo 6.

En esta simulación encontramos problemas similares al anillo 4, al llegar a la frecuencia central vemos como los distintos valores se desajustan de manera abrupta. Esto puede ser debido a dos cosas, la primera es la desadaptación entre anillos que está produciendo el escalón, lo que provoca que la potencia reflejada entre anillo y anillo sea mayor.

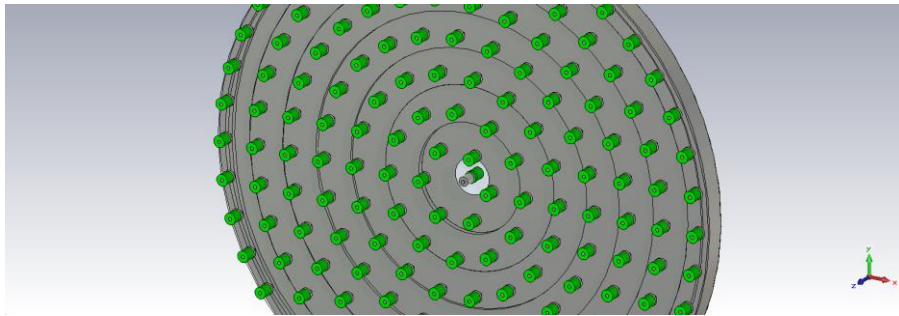
Anillo 7: longitud pin= 2.5 mm ; altura escalón 7= 4.7 mm

El anillo 7 ofrece buenos resultados y parecidos a los coeficientes teóricos de acoplos. La implementación del cortocircuito al final produce que la antena se adapte bien en toda la banda de trabajo.



**Figura 47. Elementos anillo 7.**

De esta forma ya podríamos con los resultados obtenidos establecer un primer array completo con los escalones:



**Figura 48: red de alimentación con escalones**

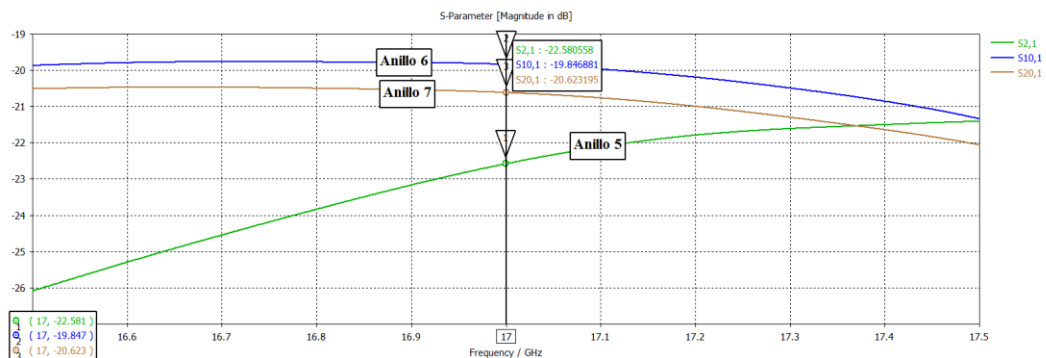
En una primera simulación del array completo hemos obtenido resultados bastante malos de la antena en cuanto a los coeficientes, obteniendo malos resultados en los anillos 3 y 4. Se pueden ver los resultados en el anexo D.

No es casualidad obtener estos valores justo en estos anillos, los cuales se ven más afectados por los acoplos mutuos entre anillos, esto produce que la potencia radiada por los elementos disminuya.

### Agrupaciones de 3 anillos

Prosiguiendo con nuestro análisis de secciones para dar más luz sobre cómo solucionar los problemas que han ido ocurriendo, las agrupaciones de 3 anillos han resultado por lo general defectuosas debido a los efectos de los acoplos mutuos, el método de aproximación usado para las *antenas 1* y *2* no ha servido en este diseño para guiarnos en conseguir un diseño que ofrezca buenas prestaciones. Sin duda, ha sido la parte del proyecto que no ha sido satisfactoria en cuanto a resultados y ha demostrado que se necesita de un análisis mucho más profundo si se quieren lograr buenos resultados.

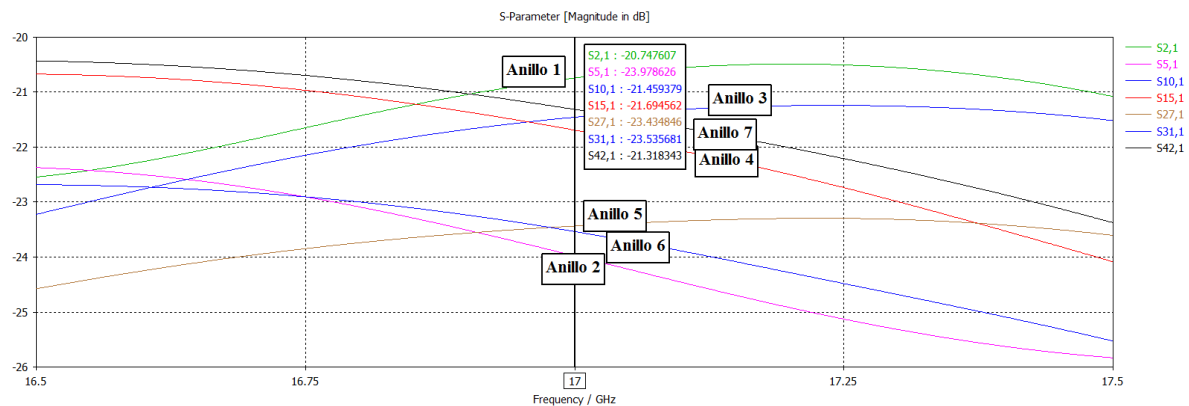
También se ha comparado los coeficientes de acoplo ideales del punto 3.2.2, los resultados en las distintas simulaciones han arrojado valores muy diferentes a los ideales, en algún caso hasta con 3 dB de diferencia, lo que significa un descenso del 50%, una cantidad de potencia inasumible en cualquier antena de altas prestaciones.



**Figura 49: Elementos de los anillos 5, 6 y 7**

En el anexo D se han recogido las distintas gráficas de parámetros S obtenidas, que arrojan malos resultados, excepto la última agrupación de los anillos 5, 6 y 7, que da buenos resultados.

Lo que se ha deducido a partir de esta simulación es que en el array completo para minimizar los efectos de los acoplos mutuos en los anillos del centro, y pudiendo jugar con 2 longitudes de pines, los pines de dichos anillos han de llevar la longitud grande del pin. De esta forma los valores que se han obtenido han sido bastante buenos en todos los anillos excepto en el 4, que al ser el más céntrico ha seguido teniendo problemas con los acoplos. Las gráficas de parámetros S han quedado de la forma que aparece en la figura siguiente.



**Figura 50: Coeficiente de acoplo de cada anillo en el array completo**

Las comparaciones de los datos obtenidos en esta simulación comparada con los coeficientes de acoplamiento ideales obtenidos en la tabla 5 vienen recogidas en el anexo E.

#### 4.1.3.1 Otros diseños

Los datos que se obtuvieron en el array completo, el anillo interior queda muy afectado por los efectos de los acoplos mutuos. Se probaron con la agrupación de anillos 1, 2 y 3 formas alternativas al escalón que tampoco resultaron satisfactorias, como las dos siguientes:

- **Placa inferior en rampa:** el método consistía en eliminar el escalón y hacer entre el anillo 1 y el 7 una rampa de la misma pendiente que ayudase a que el acoplamiento de los pines fuera con una alimentación uniforme. Aunque obtuvo mejores resultados para el coeficiente de adaptación la alimentación de los pines no era uniforme en ningún caso. Se puede ver el diseño en el anexo C.
- **Escalones más pequeños:** en un primer momento se pensó que podría ayudar a adaptar mejor la red de alimentación de la antena, pero se desadaptada aun mas que en el caso de los escalones.

## 5 Elemento radiante

### 5.1 Introducción

El elemento radiante elegido para esta antena ha sido, como ya se comentó en el inicio del trabajo, un doble parche apilado, este doble parche será circular, y en ambos casos estará por encima de un sustrato. Estos sustratos tendrán el grosor de una décima parte de la longitud de onda de la frecuencia central de trabajo, que sigue siendo 17 GHz, con un ancho de banda de 1 GHz. Serán así de finos ya que a mayor grosor del sustrato más estrechamiento de banda se produce.

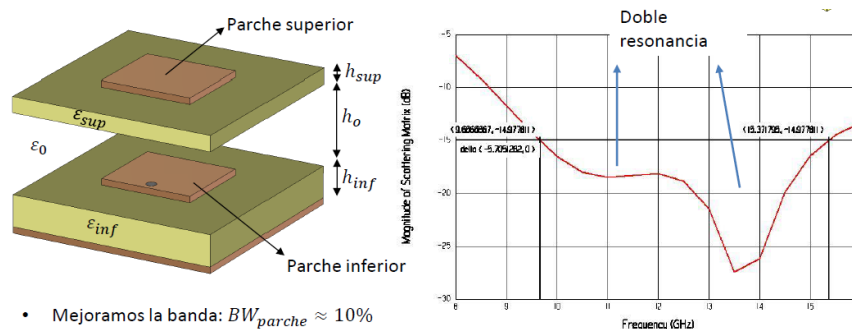
El parche circular es una estructura relativamente sencilla de diseñar ya que su comportamiento general queda marcado por el radio del mismo. Se puede calcular esta magnitud para la frecuencia de trabajo según [8], este sería el punto de partida del proceso de diseño del parche.

$$r_{patch} = \frac{F}{\sqrt{1 + 2 \frac{h}{\pi \epsilon_r F} \left( \ln \left( \frac{\pi F}{2h} \right) + 1,7726 \right)}} \quad (64)$$

$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} ; \quad \text{con } h \text{ en [cm] y } f_r \text{ en [Hz]} \quad (65)$$

El uso de un parche superior viene motivado porque en se generan dos resonancias muy próximas en frecuencia, resultando un ancho de banda combinado mucho mayor. Entre medias de estos parches habrá aire.

A pesar del aumento de complejidad en el diseño el aumento de prestaciones puede ser notorio.

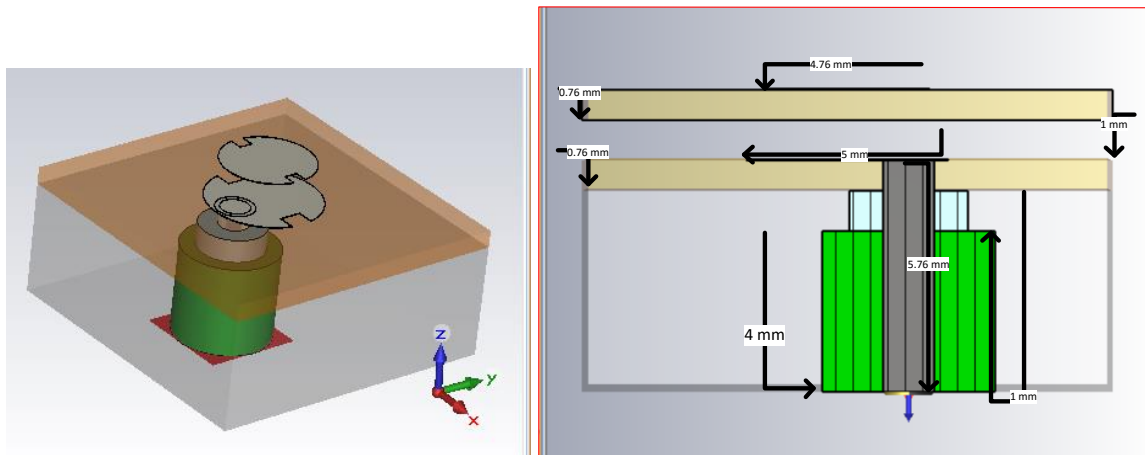


**Figura 51: Aumento de ancho de banda en antenas con doble parche**

Otro de los objetivos a conseguir es que la polarización del mencionado parche sea circular, teniendo por tanto que cumplir los requisitos pedido en las tablas 1 y 2 del documento.

Siguiendo los estudios de [1], donde se diseñan parches circulares con polarización circular, que se consiguen a base de alterar el parche con alteraciones salientes o entrantes. Se puede ver el diseño de estos parches en el anexo G.

Con todas estas consignas podemos hacer un primer diseño.



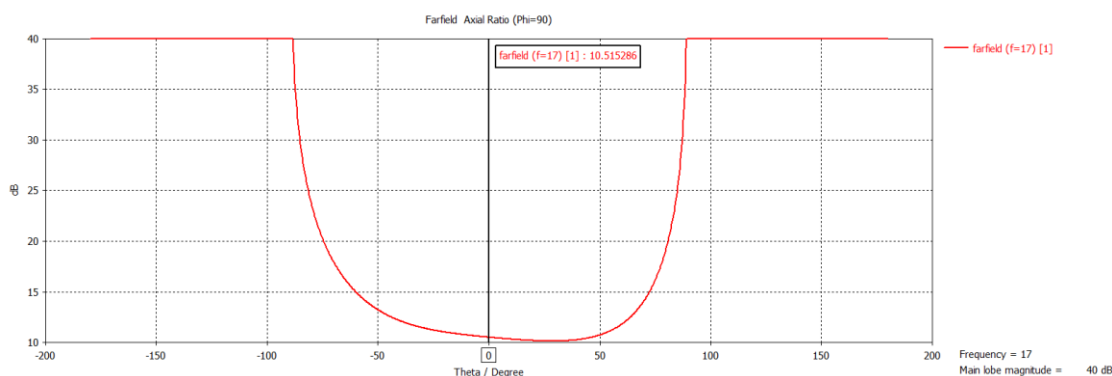
**Figura 52: Estructura del doble parche**

La estructura que se ha realizado cumple los requisitos principales para poder adaptarse a la guía radial, que sería su red de alimentación para alimentarse. Por ello, el dieléctrico (teflón) cuenta con el mismo diámetro que en el caso de la guía, al igual que en pin. La impedancia de entrada la puerta de entrada al elemento radiante es de  $50\Omega$ , por lo que se adapta a impedancia que se ve desde este puerto a la guía, que es la misma.

### 5.2 Obtención polarización circular

El primer paso en las simulaciones del doble parche será ir modificando las “alteraciones entrantes” para conseguir el objetivo de la polarización circular a derechas. Teóricamente esto se produce porque dichas alteraciones colocadas de manera simétrica producen excitación de dos modos ortogonales de la misma amplitud con un desfase de  $90^\circ$ , lo que es una polarización circular a derechas.

Durante estas simulaciones no se ha llegado a conseguir una polarización circular correcta, pero algunas se quedan cerca como la de la figura siguiente que se queda muy cerca de conseguir el objetivo de 0 dB para cumplir la relación axial.



**Figura 53: Relación axial elemento unitario.**

### 5.3 Cambios de fase según orientación alteraciones

Esta última parte, dedicada a ver la relación que tenía el movimiento de la “alteración” en el parche con los cambios de fase. El objetivo de conocer esto era compensar la fase de la red de alimentación a cada parche, para mejorar las prestaciones de la antena.

Al no haber conseguido resultados óptimos para la polarización circular ha sido imposible avanzar en esta parte. Queda como trabajo futuro.

## 6 Conclusiones y trabajo futuro

---

### 6.1 Conclusiones

En conclusión, este trabajo ha servido para conseguir adaptar la antena desarrollada en [2] que no era viable para su construcción. Ahora si lo es y además no hemos perdido las prestaciones con que contaba la *antena 1*.

Por otro lado, se ha investigado otras formas alternativas para el diseño de redes de alimentación en la guía radial. El modelo de escalones no ha sido realmente satisfactorio debido a los continuos problemas ocurridos por los acoplos mutuos. Estos se han producido lo más seguro por culpa de la misma estructura misma, que presenta saltos abruptos que producen desadaptación entre anillo y anillo, reflejando mayor cantidad de potencia de la que se debiera. En definitiva, es necesario un análisis más profundo de la antena para poder caracterizarla correctamente,

Respecto al parche unitario, el tiempo dedicado ha sido mucho menor del esperado, debido a las grandes complicaciones que ha tenido el apartado 4 del trabajo. Este hecho, unido a la dificultad misma del parche para lograr una polarización adecuada, ha hecho que no se haya conseguido cumplir los objetivos respecto a esta parte. Otro problema ha sido la dificultad añadida de ser un doble parche apilado, que tiene mayor complejidad. Lo que recomiendo en futuras pruebas es comenzar con un solo parche e intentar lograr los objetivos en este, y después pasar al doble parche, aumentando la dificultad paso a paso y logrando objetivos poco a poco, ya que el principal fallo aquí ha sido intentar obtener de primeras una polarización óptima.

### 6.2 Trabajo futuro

Como principales puntos a seguir tras este trabajo el más importante e interesante puede ser el de construir la guía radial de la *antena 2*, y ver qué resultados ofrece en la práctica. Otra parte importante sería la de un análisis teórico de la guía radial con escalones, que no ha dado buenos resultados. Lo ideal sería conocer efectos de acoplos mutuos de los escalones para saber cómo minimizarlos.

En el parche unitario lo próximo a realizar es claro, conseguir una polarización circular a derechas que nos permita avanzar en nuestro objetivo principal, el cual es, controlar la fase de dicho elemento según la orientación de las llamadas “alteraciones entrantes”, que son, en nuestro caso, pequeñas hendiduras realizadas sobre el parche superior y el inferior.

# Referencias

---

- [1] J. L. Masa-Campos “Contribution to the design of planar antennas on guides parallel plate”, Doctoral thesis ETSIT-UPM, 2005
- [2] G. Feijóo Carrillo “Patch array design on radial guide and tuning pins” Bachelor Thesis, EPS-UAM, 2015.
- [3] J. L. Masa-Campos and M. Sierra-Pérez. “Radial-Line Planar Antenna With Microstrip-Feed Coupling Lines” MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 46, No. 4, August 20 2005
- [4] Paul W Davis, Marek E Bialkowski. “Linearly polarized radial-line slot-array antennas with improved return-loss performance” IEEE Antennas and Propagation Magazine Vol 41, February, 1999
- [5] J. L. Masa-Campos and M. Sierra-Pérez. “Linearly Polarized Radial Line Patch Antenna With Internal Rectangular Coupling Patches” vol. 59, no. 8, pp.1-5 August 2011
- [6] J. L. Masa-Campos, S. Klinger y M. Sierra-Pérez, «Parallel plate patch antenna with internal rectangular coupling patches and TEN<sub>0</sub> mode excitation,» IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, n° 7, pp. 2185-2189, 2009.
- [7] Reuven Shavit, Lev Pazin, Yaniv Israeli, Michael Sigalov, and Yehuda Leviatan, “Dual Frequency and Dual Circular Polarization Microstrip Nonresonant Array Pin-Fed From a Radial Line” vol. 53, no. 12, p. 3 december 2005
- [8] J. Hirokawa, M. Ando y N. Goto, «Analysis of slot coupling in a radial line slot antenna for DBS reception,» IEEE Proceedings, vol. 137, n° 5, pp. 249-254, 199





## Anexos

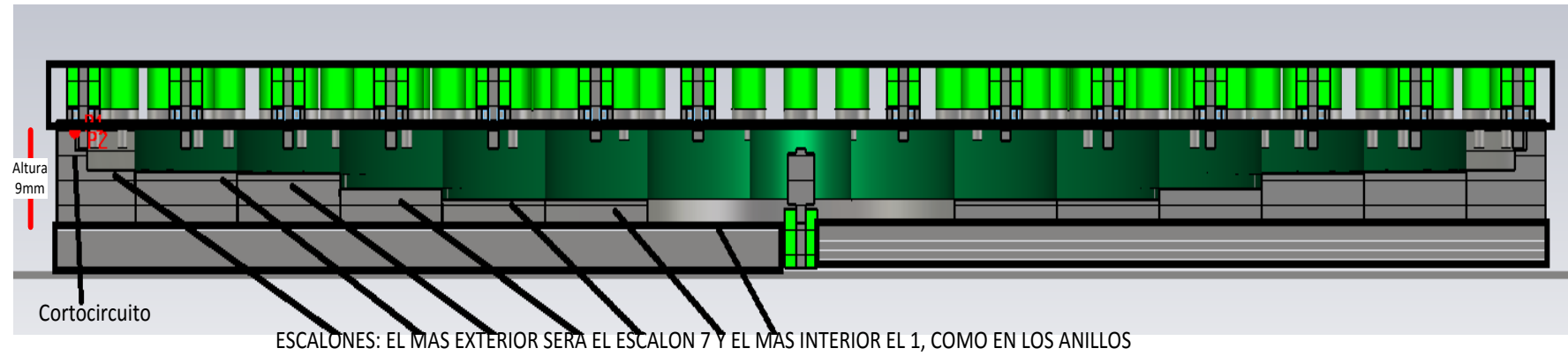
### A Comparación caracterización de pines en la antena readaptada.

	ANTENA NO VIABLE PARA CONSTRUIR							ANTENA READAPTADA VIABLE PARA CONSTRUIR								
	pin 1	pin 2	pin 3	pin 4	pin 5	pin 6	pin 7	pin 1	pin 2	pin 3	pin 4	pin 5	pin 6	pin 7	diferencia	margen error
anillo 1	1,34							1,55							-0,034	0,1
anillo 2		2,03							2,1						-0,132	0,2
anillo 3			2,37							2,45					-0,247	0,2
anillo 4				2,73							2,8				0,025	0,2
anillo 5					3,13							3,05			-0,139	0,2
anillo 6						4,4							4,2		-0,169	0,2
anillo 7							5							4,65	-0,072	0,2
anillos 1.2.3	1,35	2,03	2,37					1,55	2,05	2,45					-0,284	0,2
anillos 2.3.4		1,95	2,26	2,75					2	2,3	2,7				0,431	0,2
anillos 3.4.5			2,4	2,65	3,05					2,4	2,6	3			-0,011	0,2
anillos 4.5.6				2,4	3,3	3,9					2,4	3,2	3,8		-0,894	0,2
anillos 5.6.7					3,13	4,4	5					3	4,1	4,6	0,428	0,2
array completo	1,35	2,03	2,37	2,73	3,13	3,8	5	1,6	2,1	2,4	2,7	3	3,7	4,5	0,075	0,1

\*La diferencia se refiere a la diferencia entre las sumas totales de toda potencia radiada, equivalente al modulo de los parámetros S.

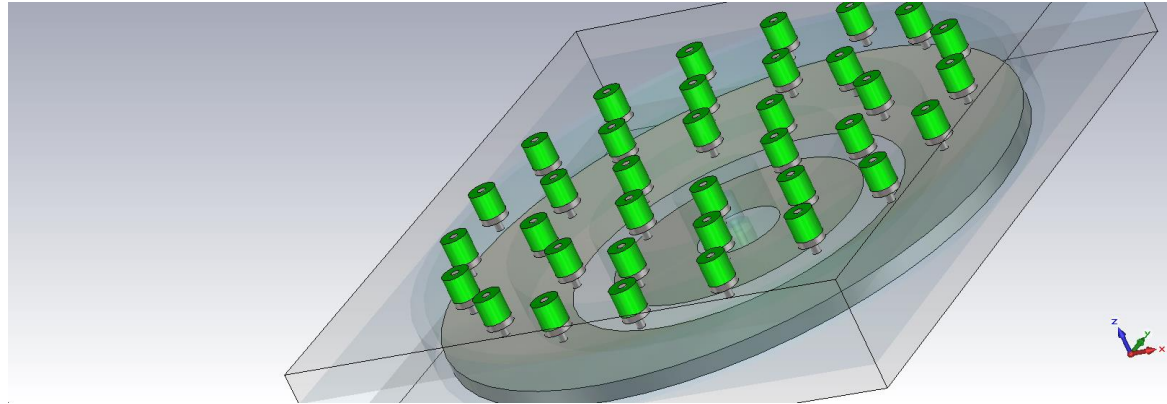
\*El margen de error es, a partir de las diferentes simulaciones realizadas, el margen de error que tiene un pin para caracterizarse, en la que la diferencia respecto al no viable sea menor de 0.5 dB

## ***B ESTRUCTURA GUIA RADIAL DE ESCALONES***



**Figura 54. Diseño en escalones de la guía radial.**

### ***C Otros diseños de antena en guía radial***



**Figura 55. Diseño en rampa, anillos 1, 2, y 3.**

## D Parametros S de diseño de guía radial con escalones

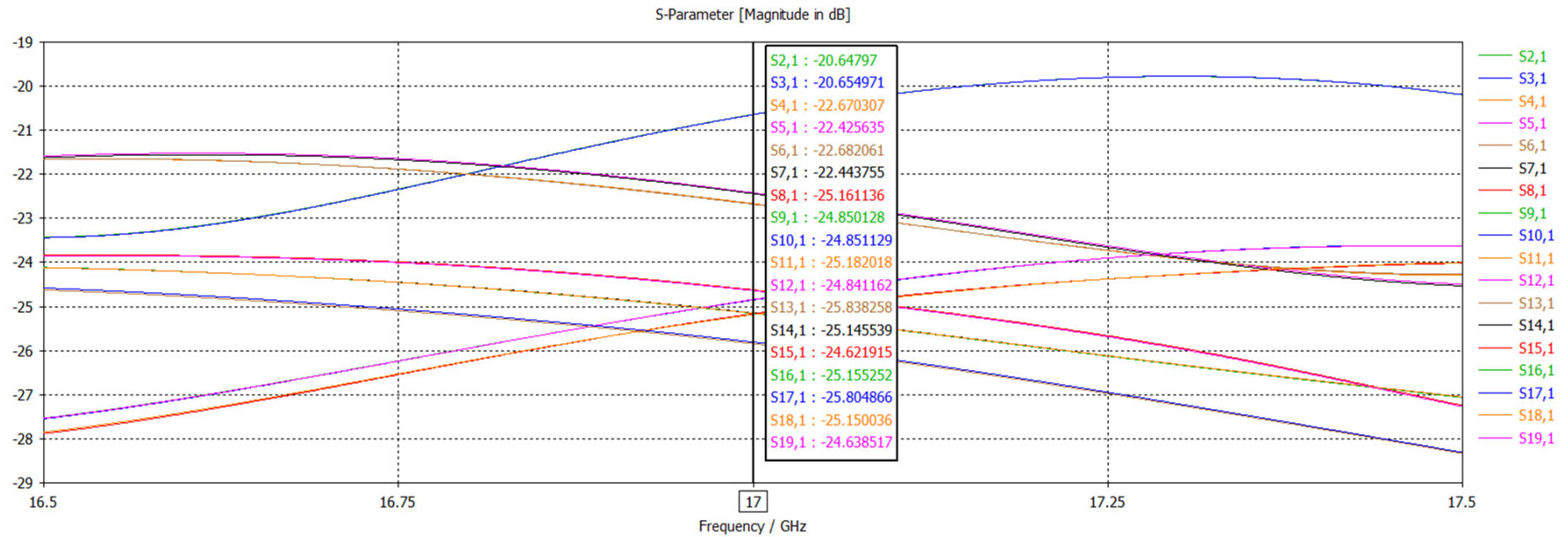
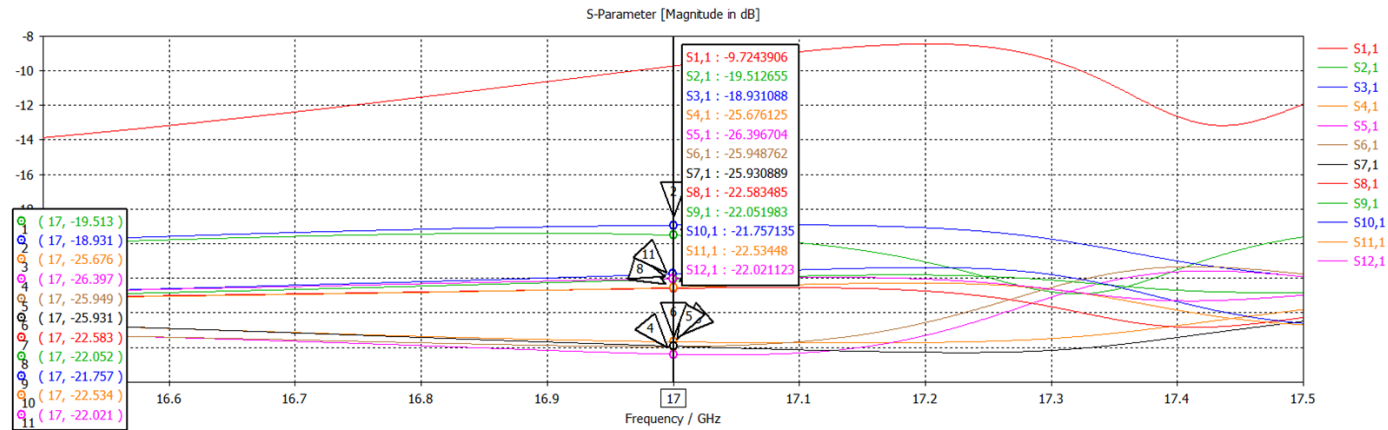
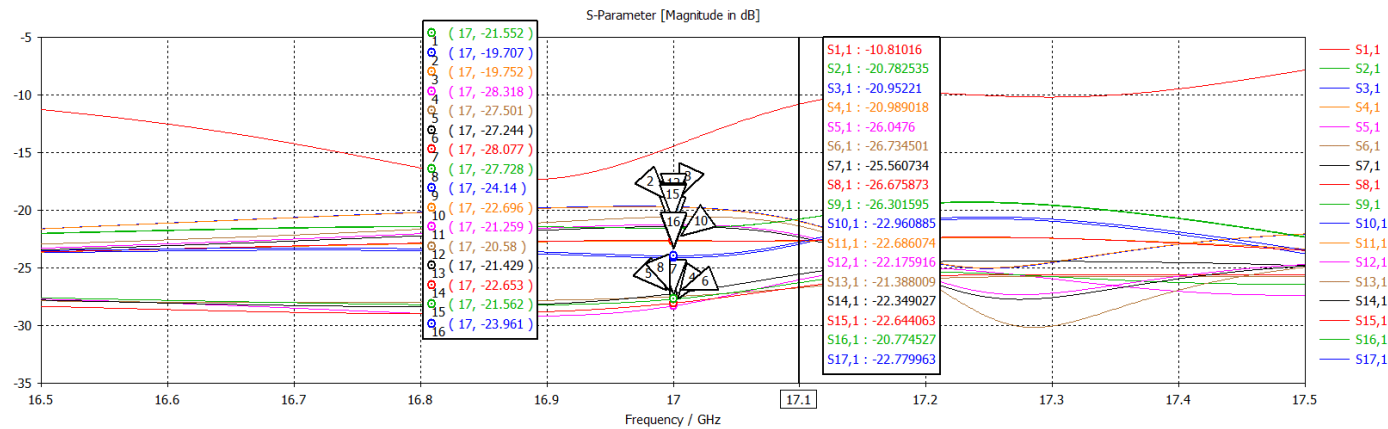


Figura 56: Parámetros S de los primeros 4 anillos del array completa

escalon 1	escalon 2	escalon 3
0	1,2	2,4



**Figura 57: Parámetros S de la agrupación de anillos 1, 2 y 3**



**Figura 58: Parámetros S de la agrupación de anillos 2, 3 y 4**

La agrupación de anillos 5, 6 y 7 se diferencia del resto al venir implementada en ella el cortocircuito de la guía radial, que ayuda a que el ultimo anillo quede correctamente adaptado:

escalon 1	escalon 2	escalon 3	escalon 4	escalon 5	escalon 6	escalon 7
0	1,2	2	2,6	2,8	3,4	4,7

El último escalón queda prácticamente pegado al pin del anillo 7, logrando un buen rendimiento de esta forma.

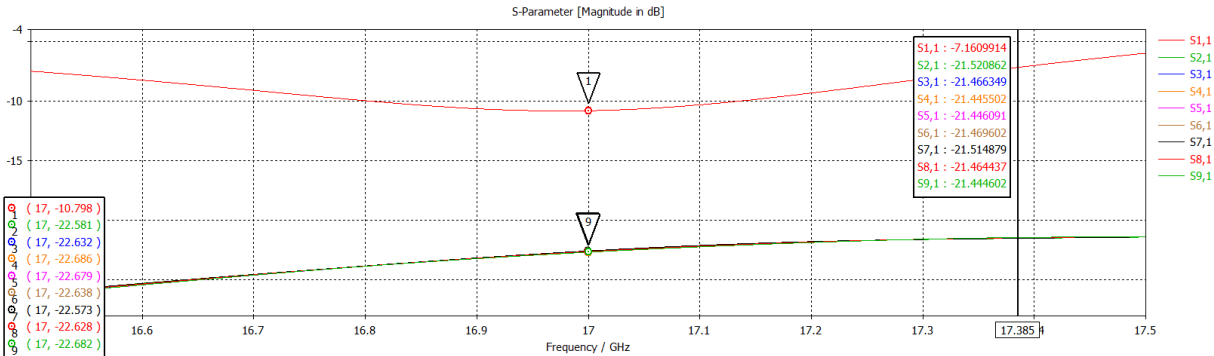


Figura 59: Parametros S de la agrupación de anillos 5, 6 y 7. Anillo 5.

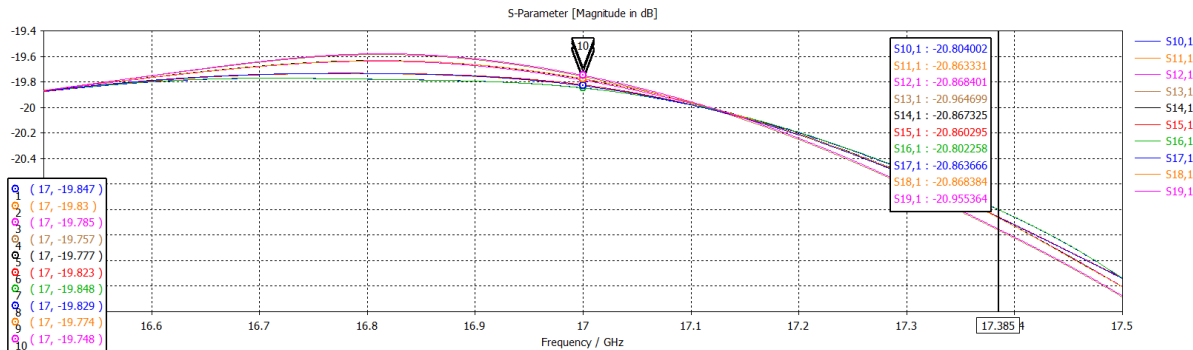
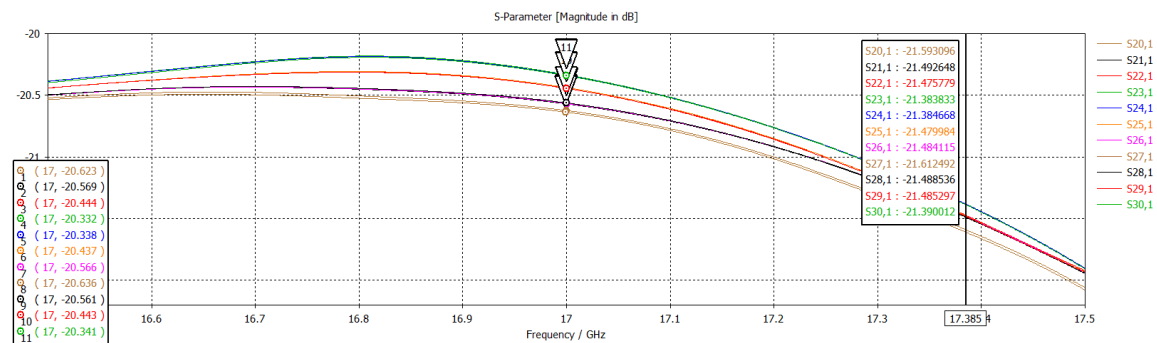
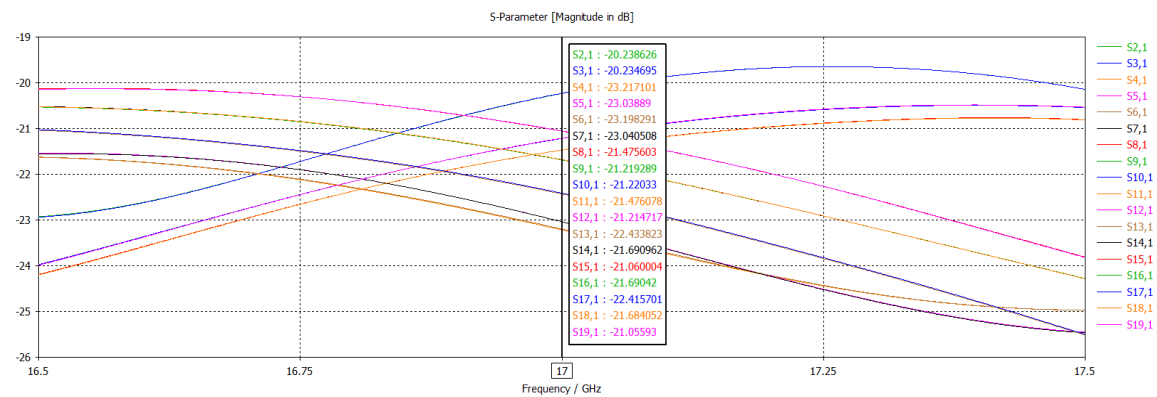


Figura 60: Parametros S de la agrupación de anillos 5, 6 y 7. Anillo 6



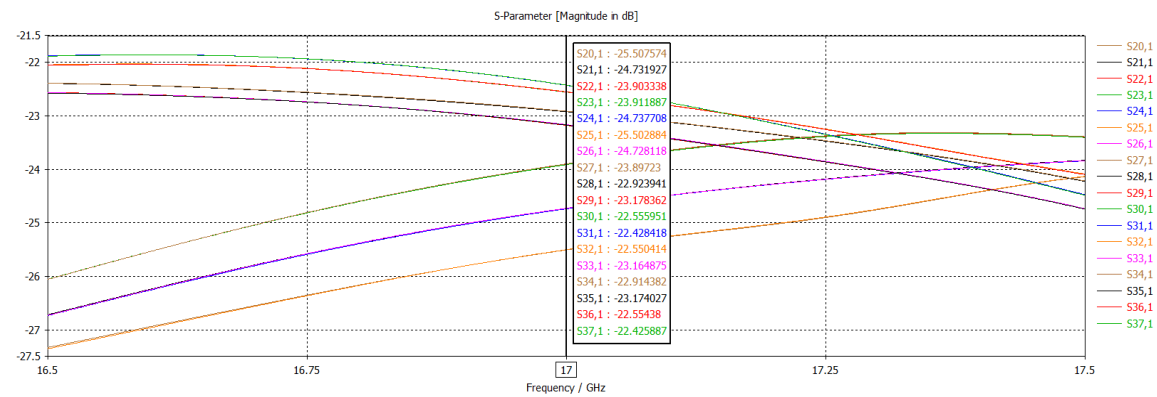
**Figura 61: Parametros S de la agrupación de anillos 5, 6 y 7. Anillo 7**

Simulación completa del array mejorado. Longitudes de pin anillos 1 y 2 de 1,9 mm y 2,5 mm para el resto.

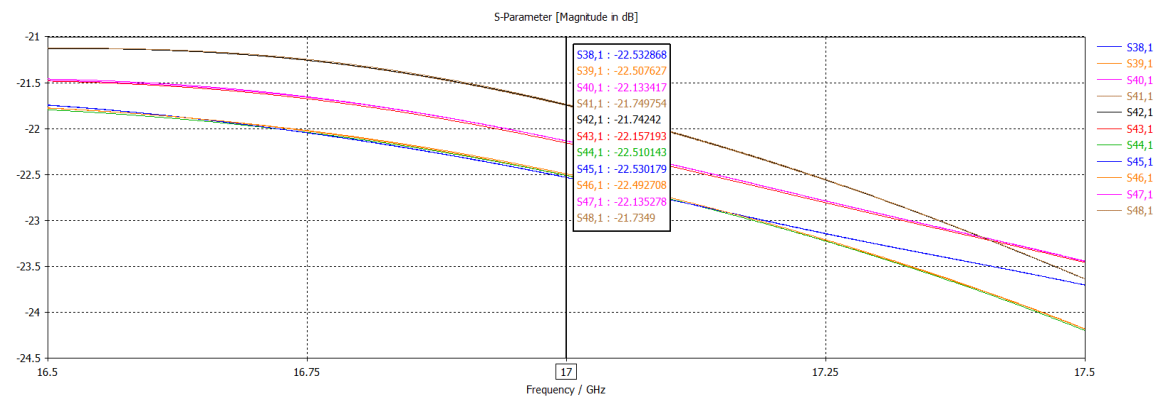


**Figura 62: Parametros S de los anillos 1, 2, 3, y 4 de la antenna completa simulada**





**Figura 63: Parámetros S de los Anillos 5 y 6 de la antena completa simulada**



**Figura 64: Parámetros S del anillo 7 de la antena completa simulada**

***E Coeficientes de acoplo en el diseño de guía radial con escalones***

Anillos	simulados (dB)	ideales (dB)	diferencia(dB)
anillo 1	-20,75	-22,25	-1,50
anillo 2	-23,98	-22,1	1,88
anillo 3	-21,46	-21,76	-0,30
anillo 4	-21,69	-21,21	0,48
anillo 5	-23,43	-20,33	3,10
anillo 6	-23,54	-18,92	4,62
anillo 7	-21,32	-16,23	5,09

**Tabla 5: Diferencia entre coeficientes de acoplo ideales con los de la guía radial con escalones**

## ***F Bandas de frecuencias***

<b>Banda</b>	<b>frecuencias</b>	<b>Longitud de onda</b>
<b>L</b>	1-2 GHz	30-15 cm
<b>S</b>	2-4 GHz	15-7.5 cm
<b>C</b>	4-8 GHz	7.5-3.75 cm
<b>X</b>	8-12.4 GHz	3.75-2.42 cm
<b>Ku</b>	12.4-18.0 GHz	2.42-1.66 cm
<b>K</b>	15.0-26.5 GHz	1.66-1.11 cm
<b>Ka</b>	26.5-40.0 GHz	11.1-7.5 mm
<b>mm</b>	40-300 GHz	7.5-1 mm

**Tabla 6: división de frecuencias en microondas**

<b>Banda</b>	<b>Frecuencia</b>	<b>Longitud de onda</b>	<b>Denominacion</b>	<b>Aplicaciones</b>
<b>ELF</b>	3-30 Hz	$> 10^4$ km	Extra Low Frequency	Actividad neuronal
<b>SLF</b>	30-300 Hz	$10^3 - 10^4$ km	Super Low Frequency	Comunicación con submarinos
<b>ULF</b>	300-3000 Hz	100-1000 km	Ultra Low Frequency	Comunicaciones en minas a través de la tierra
<b>VLF</b>	3-30 kHz	10-100 km	Very Low Frequency	Navegación, Sonar
<b>LF</b>	30-300 kHz	1-10 km	Low Frequency	Radio balizas, ayudas navegación
<b>MF</b>	300-3000 kHz	100-1000 m	Medium Frequency	AM radiodifusión, radio marítima, guarda costas
<b>HF</b>	3-30 MHz	10-100 m	High Frequency	Telefono, telegrafía, radioaficionados
<b>VHF</b>	30-300 MHz	1-10 m	Very High Frequency	TV, FM radiodifusión, control aéreo
<b>UHF</b>	300-3000 MHz	0.1-1 m	Ultra High Frequency	TV, celular (UMTS, GSM), radar, GPS
<b>SHF</b>	3-30 GHz	10-100 mm	Super High Frequency	WLAN, radioenlaces, radar aéreo, comunicaciones por satélite
<b>EHF</b>	30-300GHz	1-10 mm	Extra High Frequency	radar militar, com. inalámbricas de banda ancha, sistemas de guiado autónomo

**Tabla 7: división de frecuencias en décadas**

## G Parche unitario

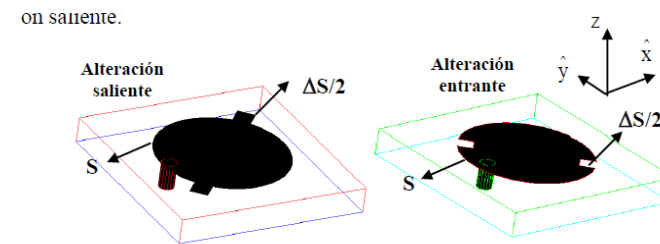


Figura 65: Parche circular con alteraciones y alimentación coaxial

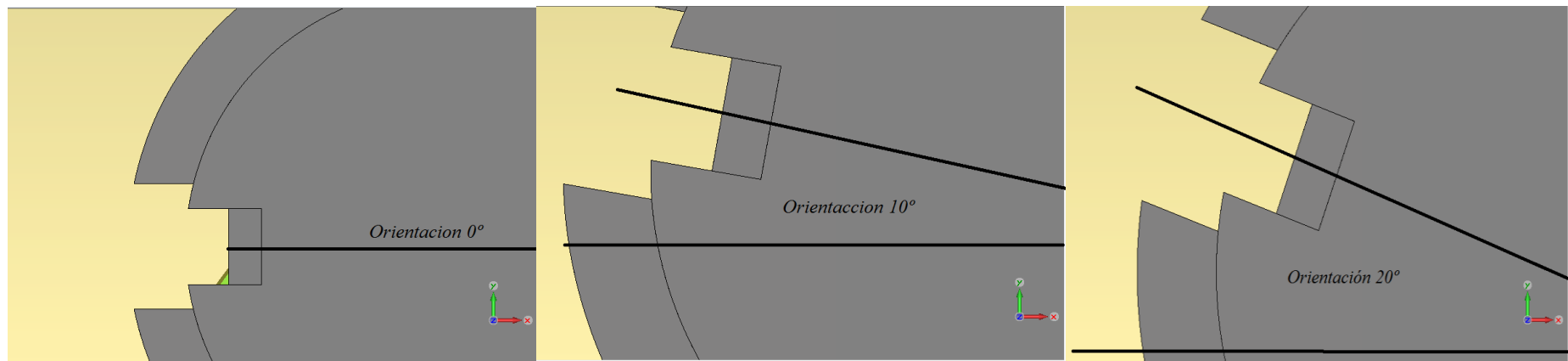
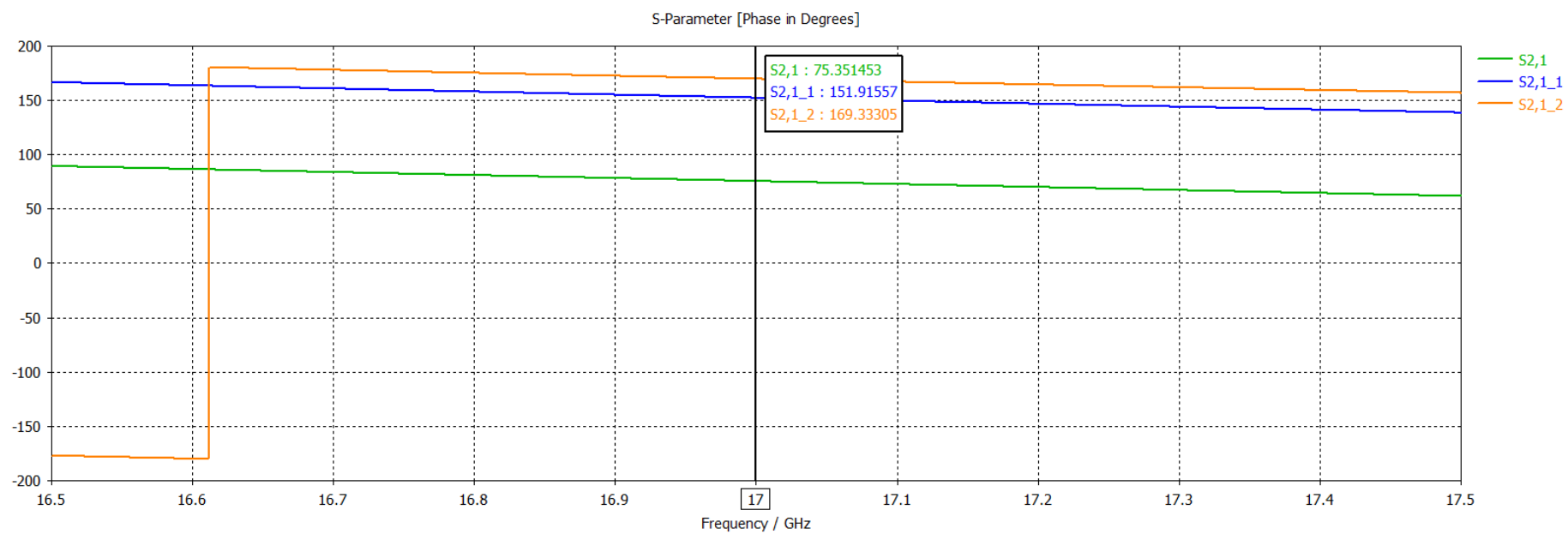


Figura 66: Distintas alteraciones de entradas para controlar desfases



**Figura 67: Cambios de fase por cambio de orientación, no se observa relación directa debido a los desajustes explicados en apartado 5**